

ROK I MARZEC 1946 R. NR 1

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 50 zł

TREŚĆ NUMERU:

RADIO

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok I | Marzec 1946 | Nr 1

OD REDAKCJI

Nowa, odkrywająca się przed nami epoka energii atomowej musi postawić przed nami na porządku dziennym teraz już swoiste zadania: Kultura techniczna winna stać się własnością nie tylko jednostek, ale szerokich warstw naszego społeczeństwa. Przyswojenie sobie pewnych nawyków, metod i wiadomości technicznych jest również podstawowym warunkiem dla stworzenia odpowiednio szerokiego zespołu ludzi, mogących czynnie współpracować w odbudowie i budowie radiofonii i telewizji w Polsce demokratycznej.

Zadania, stojące przed radiotechnikami naszymi są olbrzymie, nie tylko wskutek konieczności rekonstrukcji tego co było, ale i stworzenia tego, czego dotychczas nie było t. j. powszechności radia.

Takie były pobudki, które kierowały nami przy wydaniu nowego miesięcznika dla techników i radioamatorów — „RADIO".

Nie ulega wątpliwości, że nie możemy od razu dać naszym Czytelnikom tego wszystkiego, co byłoby pożądane.

Nie sądzimy również, byśmy mogli zadowolić od razu wszystkich, ale jesteśmy przekonani, że między nami a czytelnikami naszymi nawiąże się bliski kontakt, który ułatwi nam korygowanie tych wszystkich niedociągnięć, które początkowo siłą rzeczy istnieć będą.

Przykro nam, że cena miesięcznika naszego jest stosunkowo wysoka.

Ponieważ nie stawiamy sobie za cel osiągnięcie korzyści materialnej, to z chwilą powiększenia nakładu cenę obniżymy.

Wypuszczając w świat pierwszy numer „RADIO" życzymy Czytelnikom naszym, by wyciągnęli zeń maksimum korzyści dla siebie i społeczeństwa, i aby czynną współpracą przyczynili się do udoskonalenia naszego pisma.

nych zmniejszenie siły odbioru przez złe nastawienie powinno być w ogóle niemożliwe. Idealnym rozwiązaniem byłoby nastawienie klawiszowe lub przyciskowe.

Budowa odbiorników jest zasadniczo uzależniona od okoliczności, że możliwości zbytu są bardzo związane z ceną odbiorników. Dla objęcia wszystkich sfer nabywców niezbędne jest znaczne różniczkowanie co do jakości i ceny odbiorników. Większość firm radiowych stara się prowadzić wszystkie klasy odbiorników od najprostszych aż do najbardziej złożonych. Biorąc jeszcze pod uwagę wykonania różniące się pod względem zasilania, otrzymamy jako przeciętną 200 nowych typów rocznie.

Postępy w budowie odbiorników najpierw są realizowane w najwyższej klasie odbiorników i dopiero później wprowadzone ulepszenia są w prostszej formie stosowane w tańszych odbiornikach.

WPŁYW POSTĘPU W BUDOWIE LAMP

Postęp w budowie lamp w ciągu ostatnich 10 lat następował skokami przez wiele etapów wykonawczych, różniących się nie tylko co do własności elektrycznych, lecz również co do wykonania zewnętrznego, połączeń z cokołem i wykonania cokołu. W ten sposób prawie w każdym roku należało wycofywać z obiegu dużą ilość lamp różnych typów. Nowo skonstruowane lampy były natychmiast stosowane do nowych typów odbiorników i rzadko który typ odbiornika był produkowany dłużej niż jeden rok.

W budowie odbiorników radiokomunikacyjnych, udoskonalenia, wynikające z postępu w budowie lamp, nie są tak szybko wprowadzane i są w nich częstokroć stosowane typy lamp od dawna wycofane z obiorników radiofonicznych. Wynikiem corocznej zmiany programu produkcyjnego jest duża różnorodność typów odbiorników, posiadanych przez słuchaczów, gdyż okres używalności odbiornika trwa 5 do 10 lat.

Stosunki powyższe utrudniają obecnie zastępowanie lamp uszkodzonych oraz magazynowanie lamp na skład.

Niezbędna normalizacja typów może być wprowadzona stopniowo w ciągu szeregu lat lub też od razu, o ile zostaną wycofane odbiorniki, do których nie będzie lamp rezerwowych, niewyrabianych już typów. Znacznym krokiem w budowie lamp było wyprodukowanie lamp pośrednio żarzonych, gdyż dały one podstawy do pełnej elektryfikacji odbiorników.

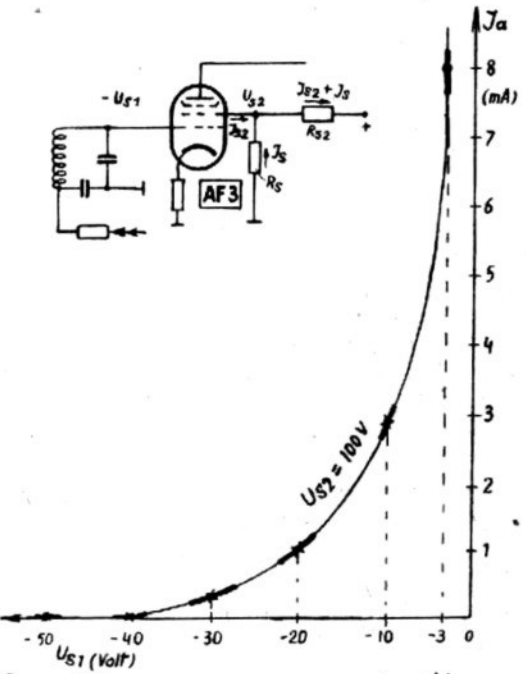
Poza tym znaczny wpływ na konstrukcję odbiorników wywarło wprowadzenie lamp wielosiatkowych a specjalnie pentod.

Stosowanie pentod w stopniu wysokiej częstotliwości powiększa wzmocnienie tak, że zależnie od Q obwodów można osiągnąć 150 — 300 krotne wzmocnienie w jednym stopniu. Ze względu na znaczny opór wewnętrzny pentod filtr wstęgowy lub eliminator może być umieszczony w obwodzie anodowym. Mała pojemność siatka-anoda czyni zbędną neutralizację we wzmacni czach wys. częstotliwości.

W pentodzie wyjściowej przy zwykłym do sowaniu uprzywilejowane są wysokie tony, równoważy ich silniejsze tłumienie w obwod nastrajanych.

Należy jednak zaznaczyć, że w pentod zniekształcenia są większe i konieczne jest sto wanie odsprzężeń dla poprawy jakości przeka wania.

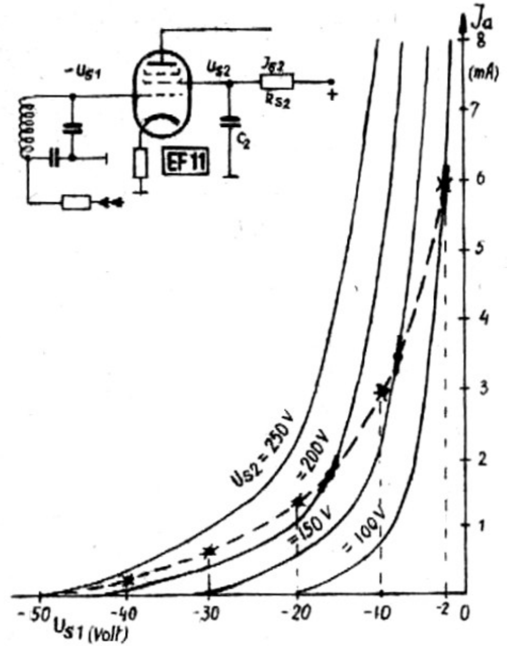
Specjalne znaczenie dla budowy odbiornik posiadają lampy wielosiatkowe, służące do re lacji, wzmocnienia, w których nachylenie cha kterystyki zmienia się w sposób ciągły zależ od napięcia siatkowego. (Rys. 1, 2). Lampy stworzyły podstawy do automatycznego wy wnywania zaników oraz regulacji siły odbioru



Rys. 1 Krzywa regulacji przy stałym U_{S2}

Praca na zakrzywionych charakterystykach takich lamp powoduje zniekształcenia wysokiej częstotliwości. Pojęcia: zniekształcenia modulacji, modulacja skrośna, modulacja przez szumy, tworzenie się harmonicznych określają możliwe rodzaje zniekształceń. Zniekształcenia te są zależne od stosunku*) f'''/f' względnie f''/f' charakterystyki Ia—(U_s) w każdorazowym punkcie pracy. Przy czysto wykładniczym przebiegu tej charakterystyki stosunki te posiadałyby wartość stałą, jest to jednak praktycznie nieosiągalne. Za pomocą zmiany napięcia siatki w sposób ciągły daje się osiągnąć, że krzywa regulacji ma przebieg płaski i stosunki powyższe wzrastają powoli i sta-

*) $f' = \frac{dI_a}{dU_s}$ = S (nachylenie)
(przyp. red.)



Rys. 2 Krzywa regulacji przy zmiennym U_{s2}

le. Dla utrzymania zniekształceń w pewnych granicach napięcie wejściowe wys. częstotliwości nie może przekraczać określonych wielkości zależnych od przebiegu charakterystyki. Dopuszczalne napięcie jest stosunkowo niskie w superheterodynach, gdyż powstawanie harmonicznych daje częstotliwości pośrednie wprost lub przez nakładanie się z częstotliwością oscylatora. Przeszkody te nabierają znaczenia praktycznego tylko w pobliżu silnej stacji nadawczej.

W ostatnich latach lampy wykonywane są w ten sposób, że w jednej bańce mieści się parę układów naprz. duodioda — trioda. Odbiornik przy tej samej ilości stopni posiada wówczas mniej lamp i przez to prostszy jest montaż. Tego rodzaju wykonania lamp wywierają duży wpływ na konstrukcję odbiorników i sprzyjają ujednostajnieniu typów odbiorników, co się uwidoczniło już przed wojną. Na przykład niemieckie superheterodyny różnych firm budowane w 1939 roku posiadały przeważnie lampy E C H 11, E B F 11, E C L 11 i A Z 11.

Wyjaśnienie oznaczeń:

E — 6,3 Volt napięcia żarzenia,
A — 4 Volty „ „
B — duodioda,
C — trioda,
Z — prostownik dwukierunkowy,
H — hexoda,
L — pentoda niskiej częstotliwości.
F — „ wysokiej częstotliwości.

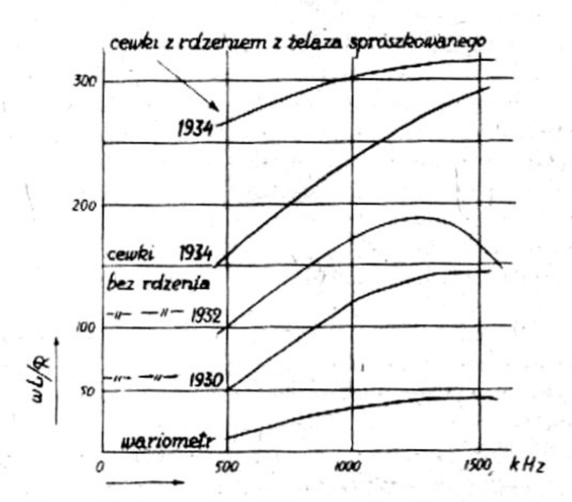
Pierwotnie zadanie odbiornika polegało na nastrojeniu obwodu antenowego dla wzmocnienia oraz na detekcji otrzymanego sygnału. Zadanie to zostało rozszerzone przez wprowadzenie wzmocnienia niskiej częstotliwości już w pierwszych latach budowy odbiorników. Dążność do wydzielenia pożądanego sygnału pociągnęła za sobą konieczność wzmocnienia wysokiej częstotliwości przed detekcją. Dużą rolę odegrała przytem konieczność zmniejszenia wpływu sprzężenia zwrotnego na antenę.

W odbiornikach radiofonicznych do stopni wysokiej częstotliwości, detekcji, wzmocnienia niskiej częstotliwości doszło jeszcze urządzenie głośnikowe oraz układ prostowniczy, zasilający lampy odbiornika. Już w pierwszych typach odbiorników starano się otrzymać jak największą dobroć obwodów — stosunek

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R}$$

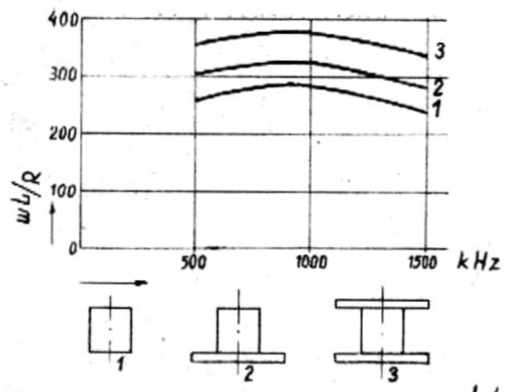
Poprawę dobroci starano się osiągnąć przez zmniejszenie strat w obwodach. Istotną poprawę przy małych wymiarach cewek dało wprowadzenie cewek z rdzeniami z żelaza sproszkowanego. Trudności w otrzymaniu masy z żelaza sproszkowanego polegały w wykonaniu składu posiadającego małe straty na prądy wirowe oraz większą przenikliwość niż powietrze. Poza tym należało otrzymać możliwie jednolity materiał.

Przez stosowanie rdzeni z żelaza sproszkowanego otrzymano znaczne powiększenie dobroci obwodów i znaczne zmniejszenie ich wymiarów w porównianiu do cewek powietrznych. Cewki takie dają również możność wyrównywania ich samoidukcji przez wysuwanie rdzeni. Zalety powyższe zadecydowały, że cewki z rdzeniami z żelaza sproszkowanego są ogólnie dziś stosowane. Porównanie dobroci cewek w różnych wykonaniach dają rysunki 3 i 4.



Rys. 3 Porównanie cewek w odbiornikach budowanych w różnych latach.

Oprócz materiału rdzeni dużą rolę odgrywa kształt rdzenia. Dla dużych wartości Q stosowane są rdzenie rolkowe, dla średnich — kołnierzowe. Normalnie używa się rdzeni w kształcie pełnego lub wydrążonego cylindra. Przenikliwość



Rys. 4 wpływ kształtu rdzenia na wL/R

skuteczna zawarta jest w granicach μ = 1,8 — 5. Przenikliwość rdzeni cylindrycznych znajduje się w pobliżu dolnej, zaś rolkowych — w pobliżu górnej granicy.

Ekranowane cewki wysokiej częstotliwości przez zastosowanie rdzeni proszkowych dały 100% zwiększenie Q przy zmniejszeniu objętości do 55%. Tolerancja indukcyjności została jednocześnie zwężona do połowy. Stosowane zwykle w większych odbiornikach ekranowanie cewek z rdzeniem proszkowym daje około 15% zmniejszenia Q. Niezbędne Q dla cewki określa się z obwodu oraz przewidywanej stratności kondensatora. Dla obwodu wysokiej jakości wymagane jest Q około 300.

Kondensatory nastrojcze ze stałym dielektrykiem znalazły zastosowanie tylko w wyjątkowych wypadkach. Przede wszystkim stosowane są kondensatory powietrzne ze względu na małą stratność powietrza. Straty z powodu upływności zarówno w cewkach jak i kondensatorach zwalczane są przez stosowanie wyrobów ceramicznych na szkielety cewek, izolację płytek kondensatora i t. p.

Powyższe zagadnienia izolacyjne nabierają na znaczeniu w miarę wzrostu częstotliwości; przy częstotliwościach 100 — 1500 kc/s można otrzymać zawady obwodów rzędu 100000 — 200000 omów; przy częstotliwościach wysokich — 5000 — 10000 omów.

Obwody o małej stratności dają większą selekcję i wzmocnienie, powodują jednak wzrost szumów i zniekształceń liniowych ze względu na stromość krzywej rezonansu.

Szerokość widma w odbiornikach radiofonicznych jest więc wypadkową kompromisu pomiędzy względami na jakość przekazywania i występowaniem przeszkód ze strony innych stacji. Sprzeczne wymagania dobrej selekcji oraz jakości dadzą się lepiej rozwiązać za pomocą filtru wstęgowego 2 lub więcej obwodowego niż za pomocą jednego nastrojonego obwodu. Przez odpowiednie sprzężenie nawet przy szerokim przekazywanym widmie w filtrze wstęgowym da się otrzymać strome boki krzywej rezonansu, przez co jest ona więcej zbliżona do kształtu prostokąta, niż krzywa obwodu rezonansowego. W dużych odbiornikach odpowiednią krzywą rezonansu otrzymuje się przeważnie przez użycie filtrów wstęgowych. Superheterodyny ze swoją stałą częstotliwością pośrednią, lepiej się do tego nadają niż odbiorniki o nastrojonych obwodach.

Sprzężenie anteny z pierwszym obwodem nastrajanym początkowo było galwaniczne, następnie zaś — indukcyjne. Opór wejściowy nie jest wówczas jednakowy, lecz zmienia się wraz z częstotliwością pod względem amplitudy i fazy. Przeciętnie w zakresie średniofalowym mamy do czynienia z oporem wejściowym rzędu 2500 omów w zakresie krótkofalowym-rzędu 100 omów. Przy zawadzie obwodu 100000—200000 omów w zakresie średniofalowym przy sprzężeniu indukcyjnym niezbędna byłaby przekładnia 1:6 — 1:8, w rzeczywistości jednak ze względu na luźne sprzężenie wynosi ona 1:2 — 1:4. W zakresie krótkofalowym przekładnia ta wynosi 1:2 — 1:3.

Układ obwodu strojonego ze stałą indukcyjnością i zmienną pojemnością C utrzymał się na przestrzeni lat. Obwody z nastrajaną w wąskim zakresie indukcyjnością znalazły ostatnio zastosowanie przy nastrajaniu przyciskowym obwodów o stałym nastrojeniu, jednak tylko jako dodatek do nastrojenia zwykłego.

Pojemność maksymalna kondensatorów wynosi 500 pF; pojemność początkowa — 15 — 20 pF. Uwzględniając pojemności przypadkowe zmiana pojemności w krańcowych położeniach jest jak 1 : 12, a więc zmiana częstotliwości jak 1 : 3,5 przez co określona jest minimalna ilość zakresów pożądanego obszaru częstotliwości.

Odbiorniki radiofoniczne mają przeważnie 2 zakresy w obszarze średniofalowym, zaś odbiorniki luksusowe 2 do 3 zakresów do czego jeszcze dochodzą zakresy krótkofalowe. Zakres odbiorków radiokomunikacyjnych bywa różny; odbiorniki na wszystkie zakresy fal obejmują częstotliwości 15 — 20000 kc/s w 8 — 10 zakresach. Zmiana zakresów jest uskuteczniona przez odłączanie lub dołączanie cewek.

Zależnie od układu wysokiej częstotliwości rozróżniamy odbiorniki superheterodynowe i bezpośrednie (bez przemiany częstotliwości). Te dwa systemy były stosowane już od pierwszych lat rozwoju odbiorników. Układy reflexowe są stosowane w połączeniu z tymi dwoma układami zasadniczymi, nie znajdując jednak szerszego zastosowania. Do roku 1923 stosowano, przeważnie układy bez przemiany częstotliwości, gdyż w superheterodynach istniały trudności w otrzymaniu częstotliwości nakładanej i zmieszaniu jej z częstotliwością odbieraną, jak również w zapewnieniu równomiernego biegu częstotliwości odbieranej i nakładanej.

Skłonność do oscylacji w stopniach wysokiej częstotliwości odbiorników bezpośrednich usuwano za pomocą układów neutralizacyjnych (ne-

utradyny); konieczność stosowania neutralizacji usunęło zastosowanie lamp wielosiatkowych, których drugą zaletą było znaczne wzmocnienie.

Nowe typy lamp mieszających wzrost wymagań co do selekcji oraz rosnące znaczenie zakresu krótkofalowego wysunęły w ostatnich latach na czoło odbiornik superheterodynowy.

W chwili obecnej superheterodyny posiadają niezaprzeczoną przewagę pod względem selekcji i wzmocnienia w zakresie krótkofalowym. Przez nałożenie częstotliwości w jednym lub paru stopniach przechodzi się na częstotliwość pośrednią, dostatecznie niską, by osiągnięcie wymaganej selekcji i wzmocnienia było technicznie osiągalne. Drugim czynnikiem przemawiającym na korzyść odbiorników superheterodynowych jest ułatwienie w budowie filtrów wstęgowych, niezbędnych dla jednoczesnego otrzymania niezbędnej selekcji przy dostatecznej szerokości widma. Filtry takie łatwiej budować na częstotliwość stałą, jak to ma miejsce w superheterodynach, niż na częstotliwości zmienne w układach bezpośrednich.

Poza tym możność powstania niepożądanych sprzężeń jest większa w układach bez przemiany częstotliwości niż w superheterodynach. Okoliczności powyższe wpłynęły na wprowadzenie w coraz szerszym zakresie superheterodyn jako odbiorników radiofonicznych nawet dla tańszych typów.

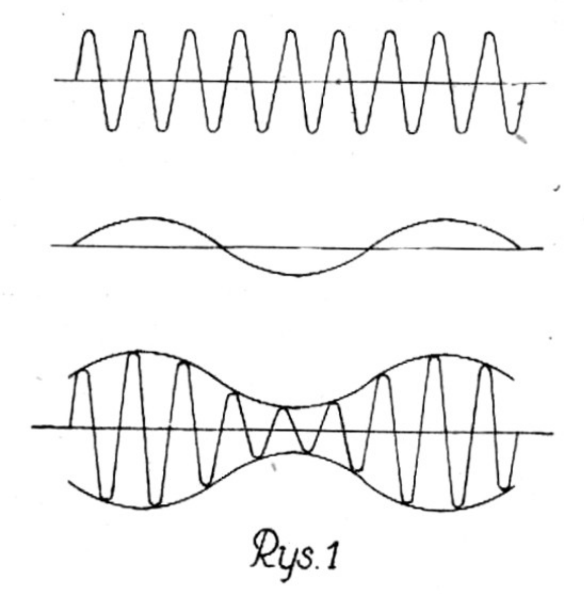
W 1932 roku superheterodyny stanowią 10% wszystkich produkowanych odbiorników, zaś w 1939 — 85%. Odbiorniki bezpośrednie obecnie są wykonywane tylko jako tanie jedno lub dwuobwodowe odbiorniki i można przewidywać dalsze ograniczenie ich wyrobu.

W odbiornikach radiokomunikacyjnych stosowany jest jeszcze układ bezpośredni, i tu również jest on wypierany przez układy ze zmianą częstotliwości.

(d. c. n.)

Modulacja częstotliwości

W ciągu ostatnich lat modulacja częstotliwości nabrała bardzo dużego znaczenia i znalazła liczne zastosowania. Dość powiedzieć, że obecnie w Ameryce nawołuje się radiosłuchaczy do tego, by nabywali odbiorniki, dające możność odbioru fal, modulowanych w ten sposób, gdyż szereg radiostacji w niedługim czasie stosować już będzie modulację częstotliwości. W zakresie fal metrowych, decymetrowych i centymetrowych modulacja częstotliwości panuje niemal już niepodzielnie. Ponieważ w literaturze technicznej polskiej nie natrafiliśmy dotychczas na przystępny wykład zasad modulacji częstotliwości, sądzimy więc, że celowe będzie poznanie z nimi naszych czytelników.



Rys. 1

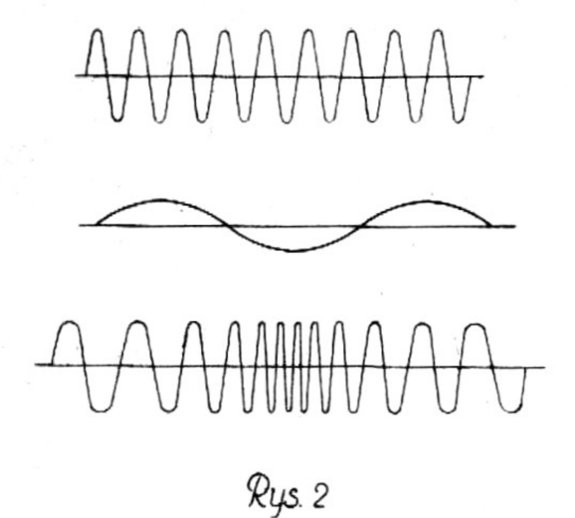
Modulacja amplitudy a modulacja częstotliwości.

Modulacja jest procesem, polegającym na zmianie fali elektromagnetycznej w takt nadawanego dźwięku. Modułowanie drgań następować może zasadniczo dwomą sposobami: przez zmianę częstotliwości, przy zachowaniu stale tej samej amplitudy.

Rys. 1 podaje przebieg modulacji amplitudy fali nośnej wysokiej częstotliwości, drganiem sinusoidalnym niskiej częstotliwości.

Drganie modulowane (rysunek dolny) zmienia swoje natężenie (amplitudę) zgodnie z natężeniem modulującego drgania niskiej częstotliwości. Wahania odbywają się dokoła pewnej średniej wartości.

Na rys. 2 ta sama fala jest modulowana częstotliwościowo przez napięcie niskiej częstotliwości. Jak widać w danym wypadku, dodatnie półokresy napięcia modulującego powodują zmniejszenie częstotliwości a ujemne jej zwiększenie (zagęszczenie okresów w. cz.).



Rys. 2

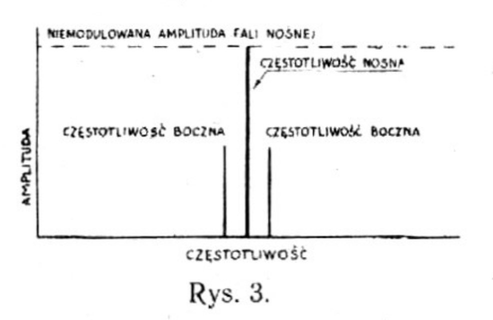
Przy modulacji częstotliwości, jak widać z rys. 2, amplituda drgań wysokiej częstotliwości pozostaje stała . Jest to być może większą jeszcze zaletą modulacji częstotliwości niż zmniejszenie w znakomity sposób różnego typu szumów przy odbiorze.

W wypadku 100% modulacji amplitudy, moc wyjściowa nadajnika musi być zwiększona o 50%. Moc dodatkową dostarczyć musi modulator, jeżeli modulacja ma miejsce w ostatnim stopniu nadajnika. W wypadku zaś modulacji w jednym z niższych stopni, zmuszeni jesteśmy do operowania zmniejszonymi mocami wyjściowymi dla kolejno następujących lamp tak, by zwiększenie ich mocy wyjściowych nie powodowało zniekształceń.

Całkiem inaczej rzecz się ma przy modulacji częstotliwości.

Tutaj wymagana jest od modulatora tylko nieznaczna moc i zbyteczne jest zmniejszanie mocy wyjściowych z pozostawieniem rezerwy dla dodatkowej mocy modulacji.

Wszystkie stopnie, począwszy od generatora zadającego (oscylatora) aż do anteny, mogą pracować w klasie B lub C.



Rys. 3.

Zarówno modulacja amplitudy jak częstotliwości powoduje, jak to wynika z rys. 1 i 2 odkształcenie pierwotnej fali nośnej. Drgania przestają być sinusoidalnymi. Pozostają jednak drganiami okresowymi. Świadczy to o tym, że zjawiają się w drganiach oprócz częstotliwości podstawowej także i jakieś dodatkowe. W wypadku modulacji amplitudy jedną niską częstotliwością, powstają dodatkowo jeszcze 2 częstotliwości, zwane bocznymi. Jedna jest sumą drgania pierwotnego i niskiej częstotliwości, a druga ich różnicą.

Ilustruje to rys. 3.

Kreski pionowe oznaczają wielkość amplitudy. Kreska środkowa symbolizuje amplitudę fali nośnej. Obie krótsze kreski są oddalone od środkowej o częstotliwość równą częstotliwości modulującej i przedstawiają amplitudy częstotliwości bocznych. Wielkość tych amplitud zależy od procentu modulacji.

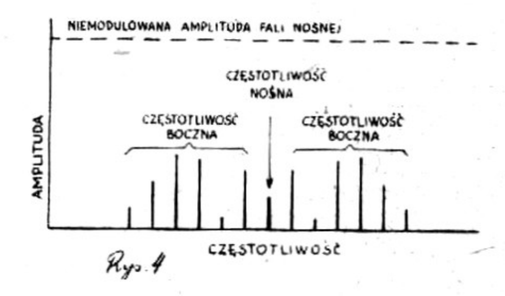
Przy modulacji 100% moc drgań o częstotliwościach bocznych wynosi, jak już była o tym mowa, 50% mocy fali nośnej.

Inaczej się rzecz ma, gdy fala nośna jest modulowana w swojej częstotliwości przez również jedną niską częstotliwość. Tutaj powstają już nie dwie częstotliwości boczne, a całe ich serie.

Pierwsze dwie, znajdujące się po bokach fali nośnej oddalone są od niej o częstotliwość modulującą (niską). Pozostałe znajdują się także z obu stron fali nośnej, a wzajemne odległości między nimi równają się również częstotliwości modulującej.

Teoretycznie istnieje nieskończona ilość tych częstotliwości bocznych (nieskończenie szerokie widmo częstotliwości).

W praktyce widmo nie jest tak szerokie, gdyż dla częstotliwości daleko odsuniętych od częstotliwości nośnej, natężenie drgań jest znikomo ma-



Rys. 4

łe. Rys. 4 daje nam obraz widma przy modulacji częstotliwości. Tutaj (w przeciwieństwie do modulacji amplitudy) natężenie fali nośnej ulega znacznym wahaniom zależnie od głębokości modulacji i przy pewnych warunkach może w ogóle stać się równe zeru.

Ważną zaletą modulacji częstotliwości jest zmniejszenie szumów i trzasków atmosferycznych, czy też pochodzących z aparatów elektrycznych, wskutek tego, że zakłócenia tego typu nie są w stanie zmodulować napięcia, przyłożonego do lampy detektorowej odbiornika dla fal o modulacji częstotliwości.

Dewiacja (odchylenie)

Dewiacja jest to częstotliwość, o jaką zmienia się częstotliwość nośna w czasie modulowania. Dewiację można mierzyć w cyklach lub kilocy-

klach na sekundę. Dewiacja powinna być wprost proporcjonalna do amplitudy napięcia modulującego.

Przypuśćmy, że nadajnik pracuje z częstotliwością nośną równą 800kc/sek. Przy modulowaniu, częstotliwość ta zmienia się np. z 800 kc/sek. do 790 — po czym powraca znów do 800, a potem osiąga wartość 810.

Dewiacja wynosi tu 10 kc/sek.

Współczynnik głębokości modulacji częstotliwości.

Jest to stosunek dewiacji do modulującej, niskiej częstotliwości.

Jeżeli w wyżej podanym przykładzie dewiacja jest równa 10 kc sek. i ma miejsce np. 2500 razy na sekundę, to głębokość modulacji wynosi 10.000 : 2.500 = 4.

Jak widzimy nowy współczynnik różni się od współczynnika głębokości modulacji amplitudy tym zasadniczo, że może przybierać dowolną wartość, mniejszą lub większą od jedności (100%) oraz że jest zależny od częstotliwości modulującej.

Względne natężenie bocznych częstotliwości i częstotliwości nośnej zależy bezpośrednio od współczynnika modulacji częstotliwości.

Jeżeli zmienimy amplitudę drgania modulującego, to dewiacja ulega także zmianie. Tym samym zmienia się współczynnik głębokości modulacji, który jest przecież stosunkiem dewiacji do częstotliwości modulującej. Amplitudy częstotliwości bocznych, jako zależne od współczynnika głębokości modulacji także ulegną zmianie.

Zakłócenia, a głębokości modulacji.

Istnieje określona zależność między zdolnością usuwania wpływu zakłóceń przy odbiorze, a głębokością modulacji, **obliczonej dla największej dewiacji i największej przekazywanej częstotliwości akustycznej.**

Przypuśćmy, że napięcie odbieranego sygnału jest większe niż napięcie zakłócenia. Im będzie większa głębokość modulacji, tym łatwiejsze jest usunięcie zakłócenia. Jeżeli natomiast napięcie sygnału i zakłócenia są prawie równe, to znacznie lepsze wyniki otrzymuje się dla mniejszych wartości współczynnika głębokości modulacji.

Dla każdej wartości stosunku napięcia sygnału do napięcia zakłócenia istnieje maksymalna dopuszczalna głębokość modulacji. Powyżej jej odbiór staje się niemożliwy.

Dla radiofonii stosuje się zwykle głębokość modulacji, obliczoną dla maksymalnej częstotliwości akustycznej i największej dewiacji równą 5.

Dla celów komunikacyjnych współczynnik ten bierze się zwykle w granicach od 1 do 3.

Szerokość widma modulacji częstotliwości.

Wyżej wspomniano już, że teoretyczne widmo modulacji częstotliwości jest nieskończenie szerokie.

Jednakże amplitudy drgań bocznych o częstotliwościach przekraczających dewiację są bardzo małe i nie mają wpływu na odbiór.

Sytuacja polepsza się jeszcze, gdy fala nie jest modulowana jedną częstotliwością a całym szeregiem, jak to ma miejsce przy nadawaniu głosu ludzkiego czy dźwięku orkiestry.

Szerokość widma ulegnie tu zwężeniu, wbrew temu, co należało by przypuszczać, opierając się na analogii z modulacją amplitudy. Zjawisko to uwydatnia się szczególnie przy nadawaniu mowy, dla której drgania o częstotliwości ok. 400 okresów posiadają największą moc.

W rzeczywistości szerokość widma modulacji częstotliwości jest około 5 razy większa niż maksymalna dewiacja.

Odbiór fal z modulacją częstotliwości.

Zastosowanie modulacji częstotliwości upraszcza dla nadajnika zagadnienie modulacji, sprawa się jednak komplikuje dla odbiornika. Muszą tu znaleźć zastosowanie dodatkowe urządzenia, które umożliwią odbiór fali z modulacją częstotliwości.

Stosuje się do tego celu superheterodynę odbierającą falę nośną wraz całym szerokim widmem modulacji. Ponadto odbiornik musi posiadać specjalne urządzenie, które przetwarza zmiany częstotliwości na zmiany amplitudy. Będzie to specjalnego typu detektor.

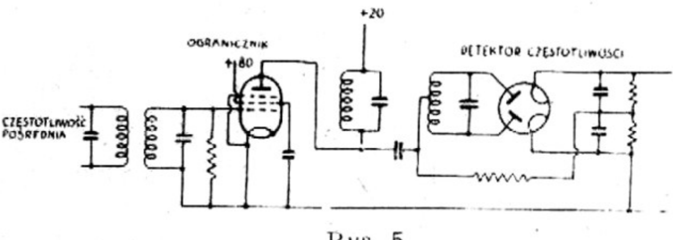
To nie wszystko jednak. Konieczne jest także zastosowanie ogranicznika utrzymującego amplitudę wzmacnianych drgań na jednym poziomie przed dojściem jeszcze do detektora. Pozwala to na pełne wykorzystywanie właściwości przeciwzakłóceniowych modulacji częstotliwości.

Fluktuacje amplitudy odbieranego sygnału mogą pochodzić bowiem z samego źródła fal, ale także, i to najczęściej, z zakłóceń atmosferycznych czy charakteru przemysłowego. W rezultacie odbiornik składa się z następujących elementów: stopnia przemiany częstotliwości z oscylatorem, wzmacniacza pośredniej częstotliwości, ogranicznika, detektora częstotliwości zwanego także „diskriminatorem", wzmacniacza niskiej częstotliwości — i wreszcie głośnika.

Ogranicznik.

Ogranicznik ma tego rodzaju właściwości, że usuwa wszelkie wahania amplitudy tak, że do diskriminatora dochodzi drganie o stałej amplitudzie.

Rys. 5 podaje jeden z częściej stosowanych układów.



Rys. 5.

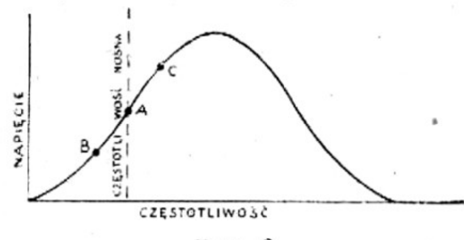
Lampa ogranicznika pracuje jako stopień pośredniej częstotliwości (pentoda) z bardzo niskim napięciem anodowym (rzędu 20 woltów) i oporem upływowym w obwodzie siatki.

Napięcie wyjściowe ogranicznika będzie rosło do pewnej wartości, gdy będzie rosnąć napięcie odbieranego sygnału. Dalsze zwiększenie sygnału spowoduje nasycenie lampy, co uniemożliwia dalsze powiększenie napięcia wyjściowego. Do ogranicznika należy doprowadzić drganie o dostatecznie dużej amplitudzie, wówczas amplituda drgań na wyjściu nie będzie ulegała zmianom.

Zakłócenia, powodujące słabą modulację częstotliwości, ale za to dużą amplitudę, zostają w ten sposób wyeliminowane przez ogranicznik.

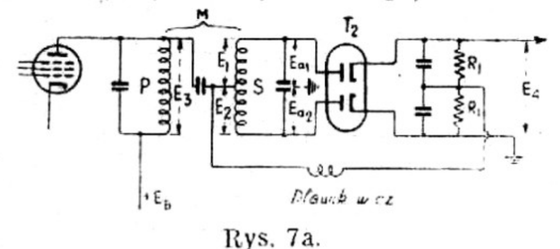
Diskriminator (detektor częstotliwości).

Rozstrojony obwód rezonansowy (rys. 6) jest najprostszym detektorem częstotliwości.



Rys. 6.

Widmo odbieranych częstotliwości znajduje się całkowicie na lewym np. zboczu krzywej rezonansu. Fala nośna daje tu napięcie na zaciskach obwodu, któremu odpowiada punkt A. Wahanie częstotliwości w jedną i drugą stronę, powodują przeniesienie do punktu B, a więc zmniejszenie napięcia wyjściowego i do punktu C, co powoduje zwiększenie tego napięcia. Dla położeń pośrednich amplituda napięcia będzie zależała od odpowiadającej dewiacji. Toteż gdy tak nastrojony obwód dołączymy do zwykłego detektora, to na wyjściu otrzymamy prąd, zmieniający się zależnie od modulacji częstotliwości. Amplituda zmian zależeć będzie od dewiacji odbieranego sygnału.



Rys. 7a.

Dla uniknięcia zniekształceń możliwe jest wykorzystanie małego tylko odcinka krzywej rezonansu. Użyty odcinek musi być bowiem prosty.

W praktyce stosuje się dwa typy „diskriminatorów". Pierwszy podany na rys. 7a stosuje układ podobny do używanego dla automatycznej regulacji siły. Duodioda T_2 jest tak połączona, że wyjściowe napięcie E_4 jest różnicą dwu napięć, wyprostowanych przez obie części duodiody.

Zasilanie od strony wysokiej częstotliwości dokonuje się poprzez dwa sprzężone obwody P i S, dające rezonans przy tej samej częstotliwości i połączone jak podano na rysunku.



Rys. 7b.

Wyprostowane napięcie wyjściowe E_4 zmienia się w zależności od częstotliwości w sposób podany na rysunku 7b.

Tego rodzaju charakterystyka jest wynikiem faktu, że przy rezonansie napięcie na zaciskach obwodu S jest przesunięte w fazie w stosunku do napięcia na zaciskach P o 90°.

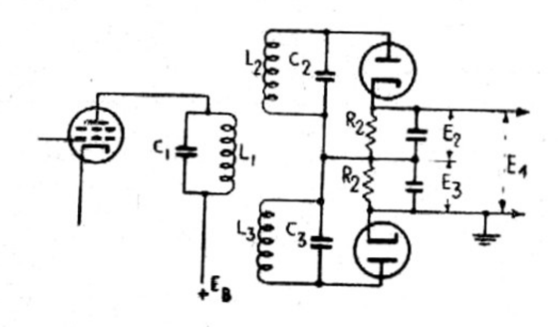
Potencjały Ea_1 i Ea_2 działające na anody są jednakowej wielkości.



Rys. 7c.

Dla częstotliwości, różniących się nieco od częstotliwości rezonansu, faza napięcia wtórnego jest większa wzgl. mniejsza od 90° tak, że napięcie wysokiej częstotliwości, działające na jedną anodę jest większe niż napięcie działające na drugą. Wynika to z geometrycznego sumowania E_3 i E_1 oraz E_3 i E_2 (rys. 7c). W wyniku różnicowe napięcie E_4 zmienia się, w szerokim zakresie, liniowo w zależności od częstotliwości (rys. 7b).

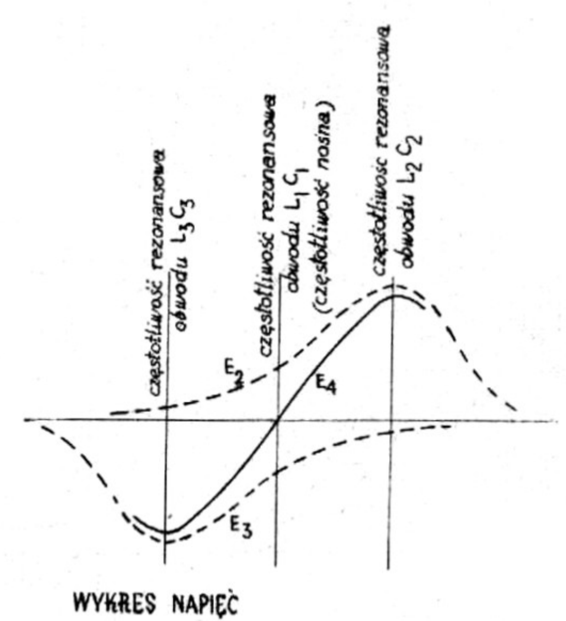
Drugim często używanym systemem dla detekcji sygnałów z modulacją częstotliwości jest układ z rys. 8a.



Rys. 8a.

Obwód pierwotny L_1 C^1 nastrojony jest na rezonans do częstotliwości nośnej. Dwa wtórne obwody L_2 C_2 i L_3 C_3 są dostrojone do częstotliwości nieco większej i nieco mniejszej.

W tym układzie każda dioda daje na swoim oporze R_2 napięcie, które zmienia się z częstotliwością w sposób podany na rys. 8b E_4, t. j. napięcie, wyjściowe jest różnicą E_2 i E^3 i zmienia się w sposób podany na rysunku linią ciągłą. Wynik jest taki sam, jak w poprzednio opisanym detektorze częstotliwości.



Rys. 8b.

Obydwa opisane układy nie reagują na modulację amplitudy przechodzącego sygnału, dzięki balansowaniu układu, co wpływa na zlikwidowanie napięć zakłócających.

(d. c. n.).

A. B.

Nowy angielski super 3-lampowy

Na rynku angielskim ukazał się nowy super jednej z firm w Cambridge. Opis jego podaje „Wireless World". Sądzimy, że czytelników naszych zainteresuje opis tego odbiornika, choćby ze względu na chęć zorientowania się, jakie typy odbiorników będą miały szanse powodzenia w okresie powojennym.

Odbiornik, o którym mowa, posiada 3 lampy + 1 prostownicza, 3 zakresy fal:

krótkie —	16,3 —	51,8 metrów
średnie —	185 —	575 metrów
długie —	1000 —	2000 metrów

Wymiary skrzynki 46 cm. × 33 cm. × 23 cm. Odbiornik pomyślany jest dla uzyskania dobrego i silnego odbioru bez zbytecznych ekstrawagancyj. Skala jest silnie oświetlona, a napisy łatwe do odczytania.

Układ elektryczny odbiornika.

Odbiornik posiada trzy stopnie.

1-szy stopień — dla przemiany częstotliwości.

2-gi stopień — dla wzmocnienia pośredniej częstotliwości.

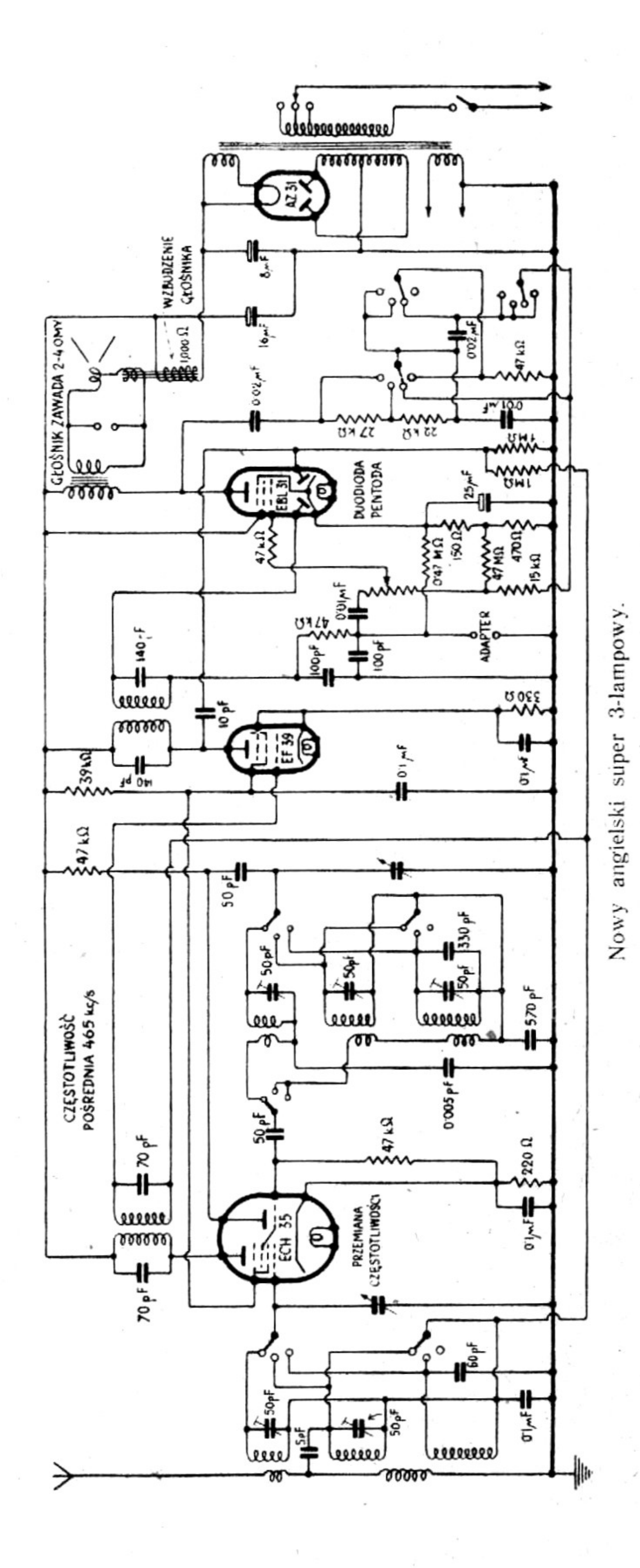
3-ci stopień — jednocześnie dla detekcji i wzmocnienia mocy.

Antena sprzężona jest z pierwszą lampą transformatorem wysokiej częstotliwości. Sprzężenie jest dostateczne dla anteny zewnętrznej i wewnętrznej.

Przemiana częstotliwości ma miejsce w triodzie — hexodzie (E C H 35): Następną lampą jest pentoda (E F 39), która pracuje jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości, 465 kc/s.

Obie lampy, to znaczy E C H 35 i E F 39, są regulowane przy pomocy automatycznej regulacji

(Dalszy ciąg na stronie 12-ej)



Nowy angielski super 3-lampowy.

(A R S). Napięcie zmienne dla ARS jest zdejmowane z pierwotnego uzwojenia wyjściowego transformatora pośredniej częstotliwości.

Diody dla detekcji sygnałów i dla ARS mieszczą się we wspólnej bańce z pentodą wyjściową E B L 31, dającą 4 watty mocy użytecznej.

W ciekawy sposób jest rozwiązana regulacja barwy dźwięku. Regulacja ta ma 4 położenia i wykonana jest przy pomocy ujemnego sprzężenia zwrotnego między obwodem anodowym a siatkowym lampy wyjściowej. Ujemne sprzężenie zwrotne dokonuje się poprzez złożony filtr oporowo-pojemnościowy. Filtr ten daje się regulować zależnie od wielkości wymaganego ujemnego sprzężenia zwrotnego, różnego dla tonów niskich, średnich czy wysokich.

Przewidziane są gniazda dla adaptera gramofonowego.

Czułość odbiornika jest wyjątkowo duża na wszystkich zakresach fal.

W Anglii na odbiorniku tym odbierano Amerykę, Singapore Australię. Selektywność jest bardzo dobra i pozwala na czysty odbiór wielu stacyj.

Odtwarzanie mowy i dźwięku wolne jest od wszelkich niepożądanych rezonansów. Tony niskie są dostatecznie uwypuklone.

Niektóre szczegóły konstrukcyjne.

Chassis daje się bardzo lekko wyciągać ze skrzynki. Głośnik daje się łatwo odłączyć, gdyż przyłączony jest przy pomocy wtyczek. Gałki z przedniej strony odbiornika są tego rodzaju konstrukcji, że dają się wcisnąć. W ten sposób chassis jest umocowane do skrzynki przy pomocy tylko dwóch śrób, znajdujących się z tyłu odbiornika i łatwo przystępnych.

W dnie skrzynki znajduje się duży prostokątny otwór wrazie uszkodzenia wystarczy odwrócić odbiornik dnem do góry, aby mieć dostateczny dostęp do różnych części składowych i przewodów.

W porównaniu z odbiornikami przedwojennymi, całe „odrutowanie" odbiornika jest proste i dobrze obmyślane.

Każde lutowane złącze jest łatwo dostępne dla kolby. Można operować tą ostatnią bez obawy uszkodzenia izolacji sąsiednich przewodów.

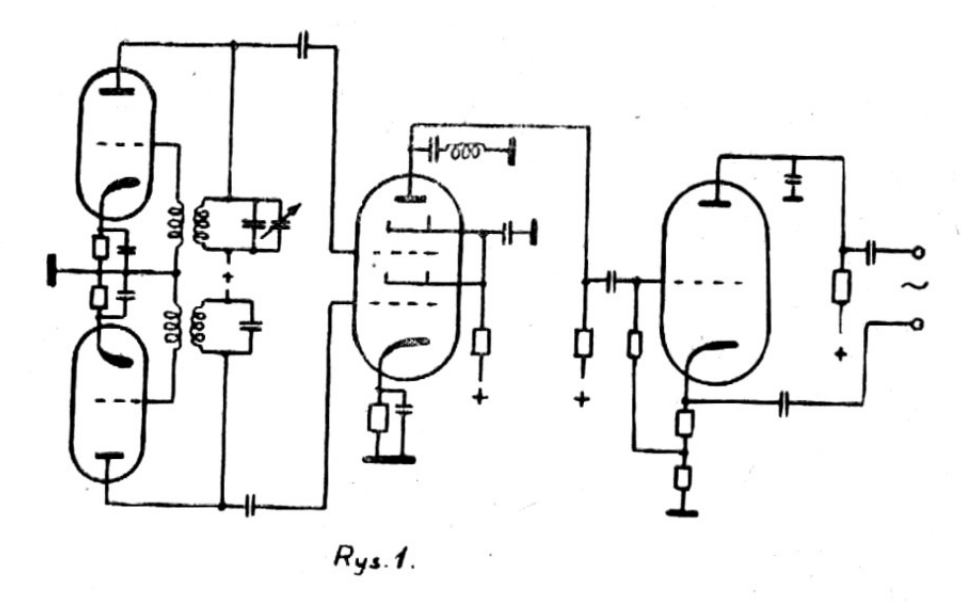
Kontakty przełącznika falowego są łatwo dostępne. Skala pozwala na łatwą wymianę struny wrazie jej zerwania. Z tyłu chassis znajduje się tabliczka z typami lamp i ich rozmieszczeniem w odbiorniku.

A. B

Oporowo-pojemnościowy generator niskiej częstotliwości

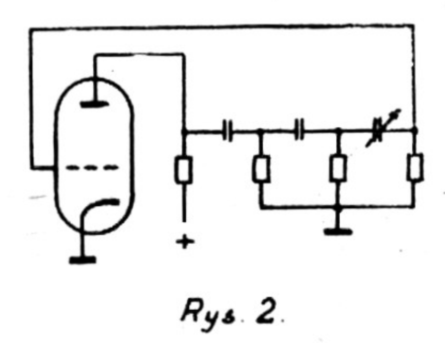
Zasada działania ogólnie używanych, pomiarowych generatorów niskiej częstotliwości polega na wytwarzaniu dwóch drgań wysokiej częstotliwości, doprowadzonych następnie do układu nieliniowego np. lampy detektorowej. Ponieważ częstotliwości f_1 i f_2 tych drgań są bardzo zbliżone, powstaje drganie niskiej częstotliwości, będące różnicą f^1 — f_2. Stosując urządzenie, pozwalające zmieniać w pewnym zakresie częstotliwość jednego z tych drgań wysokiej częstotliwości np. f_2, możemy uzyskać możliwość ciągłej zmiany częstotliwości drgania różnicowego. Jako element zmienny najwygodniej jest stosować kondensator obrotowy, będący częścią składową obwodu (rys. 1). Po lampie detektorowej trzeba umieścić odpowiedni filtr, którego zadaniem jest odseparowanie wysokiej częstotliwości, w ten sposób, aby na oporze roboczym detektora mieć wyłącznie częstotliwość różnicową, czyli niską. Uzyskanie dostatecznie dużego napięcia wyjściowego jest uwarunkowane odpowiednio dużym wzmocnieniem lampy, a więc stosunkowo dużym oporem anodowym. Gdyby wyjście generatora znajdowało się bezpośrednio po detektorze, wówczas nie można by go było zupełnie obciążać, ze względu na to, że opór w anodzie detektora wynosić musi kilkaset **kΩ**. Toteż zazwyczaj generator pomiarowy ma jeszcze jeden stopień wzmocnienia, dzięki któremu na wyjście otrzymujemy moc wymaganą.

Powyższe uwagi są konieczne dla oceny walorów nowej zasady budowy generatorów niskiej częstotliwości. Rys. 2 daje zasadę pracy tongeneratora nowego typu. Wyjście jest połączone przez odpowiedni filtr z wejściem lampy, tworząc ujemne sprzężenie zwrotne. Dla pewnej określonej częstotliwości, to ujemne sprzężenie zmienia swój



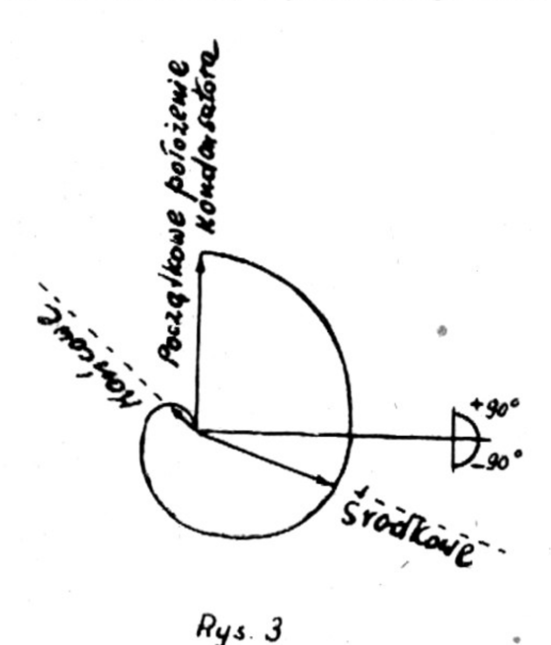
Rys. 1.

charakter; faza jest tak dalece przesunięta, że następuje dodatnie sprzężenie zwrotne, które jest na tyle silne, że powoduje samowzbudzenie. Wy-

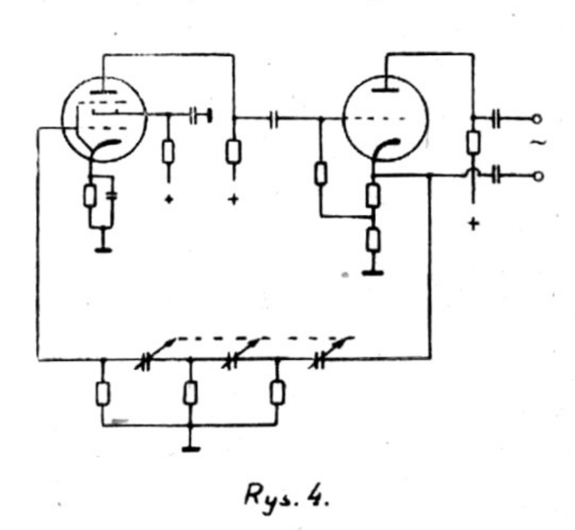


Rys. 2.

tworzona w ten sposób częstotliwość jest całkowicie zależna od fazy doprowadzonego na siatkę napięcia zwrotnego. Tongeneratory pracujące na tej zasadzie nazywają się tongeneratorami przesunięć fazowych. Wykres wektorowy rys. 3 wskazuje jak zmienia się amplituda i kąt fazowy napięcia zwrotnego za filtrem, w zależności od położenia kondensatora obrotowego.



Rys. 3

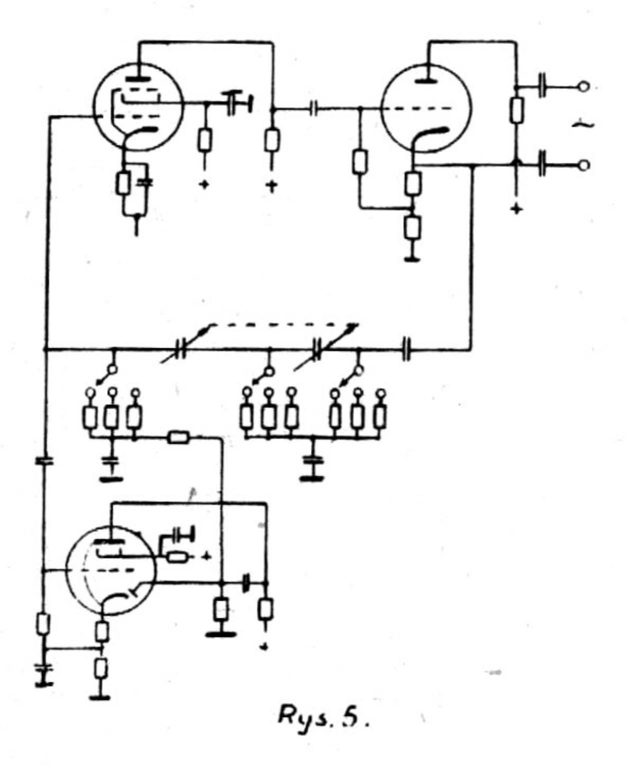


Rys. 4.

Rys. 4 daje dokładny schemat układu. Za właściwą lampą wytwarzającą drgania znajduje się następny stopień, który służy jako transformator zawady a zarazem oddziela lampę wzmacniającą od układu filtrującego, wyznaczającego częstotliwość. Jednocześnie pozwala on otrzymać symetryczne napięcie wyjściowe, pracując jako lampa odwracająca fazę. Przy zmianie pojemności kondensatorów, zmienia się zawada układu filtrów, przesunięć fazowych. Gdyby filtry te były załączone równolegle do wysokoomowego oporu wyjściowego, spowodowałoby to zależność wielkości napięcia zwrotnego od położenia kondensatorów obrotowych. Ponieważ są one jednak zasilane przez niskoomowy opór (p. rys. 4), amplitudy

napięcia doprowadzonego do siatki lampy są równe dla wszystkich częstotliwości. Druga lampa ma więc za zadanie przede wszystkim zapobiec osłabieniu wzmocnienia przez filtry fazowe; działa więc jako wzmacniacz mocy. Oprócz tego lampa ta pozwala uzyskać symetryczne napięcie wyjściowe względem masy, ponieważ jej opór anodowy równa się co do wielkości sumie obu oporów katodowych. Użycie potrójnego kondensatora obrotowego jest bardzo pożądane*).

Jeżeli jednak nie możemy zastosować kondensatora potrójnego, wówczas istnieje możliwość rozszerzenia zakresu przyrządu przez zmianę wartości oporów filtrów fazowych przy pomocy przełączenia. I tak dla kondensatora podwójnego celem pokrycia zakresu 50 — 10000 c/s, trzeba trzykrotnie zmieniać opory filtrów, posługując się przełącznikiem wielozakresowym (rys. 5).



Rys. 5.

Ponieważ wielkość napięcia zwrotnego przy użyciu tylko jednego elementu zmiennego zmienia się w zależności od częstotliwości (p. rys. 3), należy dodatkowo zastosować urządzenie automatycznej regulacji siły (ARS), która pracuje zupełnie tak samo jak w układach odbiorczych. Napięcie zmienne powstające na skutek samowzbudzenia, dostaje się poprzez kondensator na siatkę lampy, w której obwodzie anodowym leży wysokoomowy opór. W ten sposób wzmocnione napięcie podaje się na diodę, która wytwarza ujemne napięcie, doprowadzone do uprzedniej filtracji do oporu ostatniego filtra fazowego, działając na siatkę oscylatora. Lampa ARS ma w obwodzie katodowym dwa opory, z których jeden połączony z masą jest znacznie większy od drugiego. Spadek napięcia na mniejszym oporze daje tej lampie ujemne napięcie siatki, co pozwala w pełni wykorzystać wzmocnienie stopnia, podczas gdy dioda posiada duże napięcie opóźniające. Taka opóźniona ARS ma tę zaletę, że regulacja jej jest bardzo skuteczna. Oczywiście zakładamy, że najmniejsze nawet amplitudy są wystarczające do uruchomienia automatycznej regulacji siły.

Ogólne warunki prawidłowej pracy generatora (rys. 4 i 5) są następujące: 1) napięcie zwrotne doprowadzone do wyjścia przyrządu musi być przesunięte o 180°. To położenie fazowe powinno istnieć tylko dla jednej częstotliwości (właściwie częstotliwość nie będzie jeszcze wyznaczona jednoznacznie, ponieważ wzbudzenie może nastąpić dla wszystkich częstotliwości, których kąt fazowy wynosi nieparzystą wielokrotność 180° np. 3 × 180° lub 5 × 180°. Jednak wielkości tych ostatnich są w każdym razie tak małe, że przeskok od niższej częstotliwości do wyższej jest wykluczony. Generator pracuje zupełnie stabilnie). 2) Całkowite wzmocnienie urządzenia musi być dostatecznie duże, aby miało miejsce wzbudzenie.

Należy podkreślić, że generator powyższy ma szereg zalet w porównaniu z układem, ogólnie stosowanym i omówionym na wstępie. Przede wszystkim stabilizacja częstotliwości jest o wiele większa. Przy minimalnej nawet zmianie częstotliwości jednego z generatorów wysokiej częstotliwości w generatorze interferencyjnym powstaje duża zmiana niskiej częstotliwości. Dlatego też zwykłe generatory trzeba stale regulować i stroić, gdyż czynniki wpływające na zmianę częstotliwości nie zawsze dają się usunąć (np. wpływ temperatury). Jako następną zaletę nowego generatora należy uważać zaoszczędzenie przynajmniej jednej lampy, jak to wynika z porównania rys. 1 z rys. 4 i 5. Brak składowych wysokiej częstotliwości jest również niezmiernie ważne. Wiemy, że często spotykamy się z trudnością wpływu wysokiej częstotliwości na znajdujące się w pobliżu czułe urządzenia. Ma to miejsce, gdy np. uziemienie tongeneratora nie jest dostatecznie dobre. Współczynnik zniekształceń generatora fazowego jest bardzo mały i wynosi około 0.5% przy 15 V napięcia wyjściowego. Przy pomocy ARS można utrzymać napięcie wyjściowe stałe w granicach + — 5%. **P. S.**

*) praktycznie mało spotykany typ o rotorach odizolowanych od siebie.

Kondensator jako opór redukcyjny w obwodzie żarzenia odbiorników uniwersalnych

Zamiana spalonej lub uszkodzonej lampy oporowej w obwodzie żarzenia odbiornika uniwersalnego nastręcza obecnie duże trudności, spowodowane brakiem należytych części.

Otóż, jeżeli odbiornik jest zasilany z sieci prądu zmiennego odpowiedni opór redukcyjny można z powodzeniem zastąpić przez kondensator. W tym celu nadają się zwykle kondensatory papierowe (blokowe).

Jak wiadomo opór kondensatora dla prądu zmiennego wynosi:

$$X_c = \frac{1}{6{,}28 \cdot f \cdot C} \qquad (1)$$

Podstawiając, ogólnie stosowaną częstotliwość sieciowego prądu zmiennego f = 50 c/s oraz używając jako jednostkę pojemności mikrofarad, otrzymujemy:

$$X_c = \frac{3180}{C} \text{ omów} \qquad (2)$$

Gdzie:

Xc — opór kondensatora w omach.

C — pojemność kondensatora w mikrofaradach.

Ponieważ spadki napięć na kondensatorze i oporach omowych (są nimi grzejniki lamp) są przesunięte wzgl. siebie o 90°, musimy przy ich dodawaniu stosować sumę wektorową co daje opór wypadkowy Rw:

$$Z_w = \sqrt{X_c^2 + R^2} \qquad (3)$$

W równaniu tym oznacza:

Zw — opór całkowity w omach.

Xc — opór pojemnościowy w omach.

R — opór czynny w omach.

Z równania (3) otrzymujemy szukany opór pojemnościowy:

$$X_c = \sqrt{Z_w^2 - R^2} \qquad (4)$$

Podstawiając wzór ten do równania (2), mamy:

$$C = \frac{3180}{\sqrt{Z_w^2 - R^2}} \qquad (5)$$

Całkowity opór obwodu żarzenia można obliczyć na podstawie prawa Ohma, znając napięcie sieci i prąd żarzenia. Opór szeregowo połączonych grzejników lamp oblicza się z sumy spadków napięć na nich, dzielonej przez prąd żarzenia. Wiedząc, że:

$$Z_w = \frac{U_s}{I} \text{ i } R = \frac{U_ż}{I}$$

Gdzie Us — napięcie sieci

Uż — suma spadków napięć na grzejnikach lamp,

I — prąd żarzenia.

możemy przekształcić równanie (5):

$$C = \frac{3180}{\sqrt{\frac{U_s^2 - U_ż^2}{I^2}}} = \frac{3180 \cdot I}{\sqrt{U_s^2 - U_ż^2}} \qquad 6)$$

Gdzie C — pojemność kondensatora redukcyjnego w mikrofaradach.

I — prąd żarzenia w (A),

Us — napięcie sieci w (V),

Uż — suma spadków napięć na grzejnikach lamp w (v).

Przykład: Odbiornik jest zasilany z sieci 220V. Spadek napięcia na grzejnikach lamp wynosi 120V. Jaki należy zastosować kondensator redukcyjny, jeżeli prąd żarzenia wynosi 50 mA.

$$C = \frac{3180 \cdot 0{,}05}{\sqrt{220^2 - 120^2}} = 0{,}87$$

Praktycznie możemy zastosować kondensator do 1μF, gdyż trochę większe napięcie, stosownie do mniejszego oporu kondensatora, nie jest szkodliwe dla grzejników lamp. Można oczywiście załączyć dodatkowo mały opór redukujący (dopuszczalny jest opór masowy ze względu na małe obciążenie). Opór całkowity powinien wynosić:

Począwszy od Numeru 1 każdy czytelnik, który zechce wysłać list z zapytaniem, wytnie załączony kupon i włoży go do koperty z adresem: „Redakcja Radio — Warszawa, Marszałkowska 56". Kupon uprawnia do zadania jednego pytania. Odpowiedzi na listy bez kuponu nie będą udzielane.

KUPON Nr 1

na odpowiedź w „Radio"

Nazwisko ....

Adres ....

....

$$Z_w = \frac{220}{0,05} = 4400 \text{ omów}$$

Zgodnie z równaniem (3) opór wypadkowy równa się tylko:

$$Z_w = \sqrt{X_c^2 + R^2} = \sqrt{\left(\frac{3180}{1}\right)^2 + \left(\frac{120}{0,05}\right)^2} = 4000 \text{ omów}$$

Można więc ewentualnie załączyć szeregowo opór 400 omów.

Obciążenie tego oporu obliczamy ze wzoru:

$$N = I^2R \quad (W) \qquad (7)$$

W naszym wypadku obciążenie wyniesie:

$$N = I^2R = 0,05^2 . 400 = 1 W$$

Przy wyborze kondensatora należy pamiętać, że przy napięciu sieci 220V, szczytowe napięcia wynoszą $220 . \sqrt{2} = 310V$.

W chwili załączenia, gdy grzejniki są zimne, opór ich jest bardzo mały, tak, że początkowo prawie całe napięcie sieci jest przyłożone do kondensatora. Kondensator musi więc mieć napięcie pracy 300V (najmniej 250V) przy napięciu próbnym od 750 V do 1000 V.

Należy podkreślić następujące zalety kondensatora, jako oporu redukcyjnego. O ile straty jego są małe, nie zużywa on żadnej energii i nie powoduje ogrzewania aparatury. Oszczędność w ten sposób otrzymana wynosi dla małych aparatów około 5W lecz znacznie się powiększa dla dużych odbiorników, nie mówiąc już o uniknięciu, nieraz niepożądanego, ogrzania części urządzenia. W zasadzie można jako opór redukcyjny w odbiornikach uniwersalnych zastosować również i dławiki, o ile zasilanie pochodzi z sieci prądu zmiennego. Jednakże w praktyce warsztatowej napotyka to na znaczne przeszkody ze względu na trudności wyznaczenia wielkości samoindukcji. Dane fabryczne dotyczące dławików odnoszą się do ich zastosowania w urządzeniach filtrujących prąd stały i dlatego nie są miarodajne przy obciążeniu wyłącznie prądem zmiennym.

inż. Miłosz G.

Signal—generator

(Oscylator modulowany)

Jednym z najważniejszych i najpotrzebniejszych przyrządów radiotechnika to oscylator. Strojenie odbiorników, wyrównywanie kondensatorów, cewek i ich pomiary oto najbardziej zasadnicze prace radiotechnika, których bez posiadania wycechowanego oscylatora nie sposób przeprowadzić.

Na podstawie najnowszej literatury amerykańskiej opracowano oscylator modulowany, który łatwo zbudować może każdy radiomonter z części posiadanych w podręcznym warsztacie.

Zanim przystąpimy do szczegółowego opisu zastanówmy się nad wymaganiami jakie stawia radioamator podobnym przyrządom.

1) **Zakres częstotliwości.**

Oscylator powinien wytwarzać wszystkie częstotliwości z jakimi mamy w praktyce do czynienia. Dolna granica to częstotliwość pośrednia w superheterodynach około 128 kc/s; zatem początek pierwszego zakresu ustalmy na 100 kc/s, (3000 m). Górna granica przy falach krótkich to około 20 Mc/s (15 m).

Zatem w sposób ciągły musimy pokryć zakres od 100 kc/s do 20 Mc/s.

Przy tych częstotliwościach powinien oscylator pracować z dobrą stałością.

2) **Napięcie wyjściowe.**

Dla pomiaru i strojenia odbiorników potrzebne są napięcia od kilku mikrowoltów do kilkudziesięciu miliwoltów. Poza tym dla wyrównania cewek i kondensatorów, co najłatwiej jest wykonać w obwodzie anodowym wzmacniacza wysokiej częstotliwości, do wysterowania tegoż musimy dysponować napięciem wyjściowym o wielkości około 1 V.

Zatem napięcie wyjściowe powinno być regulowane w sposób ciągły, oraz skokami w stosunku dekadowym w zakresie 1 : 10000 (t. zw. attenuatorem).

3) **Niezależność częstotliwości od obciążenia.**

Bardzo ważne jest żądanie, aby częstotliwość oscylatora była niezależna od obciążenia. Spełnimy ten waru-

nek, gdy oscylator będzie oddzielony od odbiornika t. zw. stopniem izolującym (aperiodycznym wzmacniaczem wysokiej częstotliwości), względnie gdy zastosujemy układ z lampą wieloelektrodową, w której oscylacje odbywać się będą w obwodzie siatek, zaś napięcie zbierać będziemy z obwodu anodowego sprzężonego elektronów z obwodem oscylującym.

4) **Pomiar napięcia wyjściowego.**

Pomiar ten zastosowany jest we wszystkich laboratoryjnych oscylatorach pierwszej klasy. Na ogół dokładna znajomość wartości napięcia wyjściowego jest rzadko kiedy radioamatorowi potrzebna. Pomiary np. krzywej rezonansu odbiornika możemy wykonać znając stosunek napięć przy różnych częstotliwościach, co nam już da dekadowy dzielnik napięcia (attenuator).

Wprowadzenie pomiaru napięcia komplikuje układ i wymaga albo czułego termoamperomierza, albo mikroamperomierza przy stosowaniu wołtomierza lampowego. Takie przyrządy dla przeciętnego radioamatora są dzisiaj niedostępne.

5) **Modulacja.**

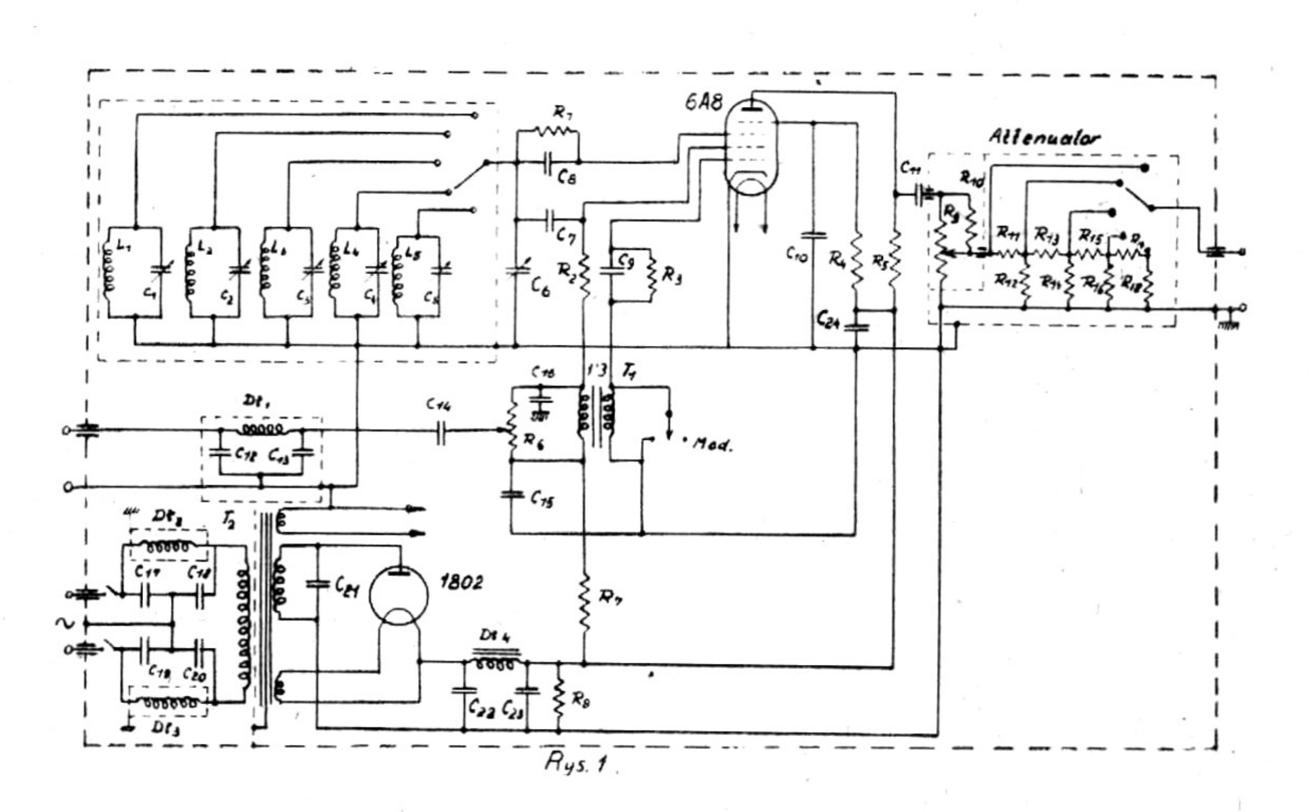
Oscylator dla strojenia odbiorników powinien być modulowany. Częstotliwość modulująca wynosi według norm 400 cykli/s; procent modulacji około 30%.

Dodatkowo powinna istnieć możliwość modulowania z obcego źródła np. adaptera.

Poza tym pożądane jest również, aby ten sam oscylator dostarczał sygnał o częstotliwości niskiej (400 c/s); dzięki temu można skontrolować wzmacniacze niskiej częstotliwości.

6) **Promieniowanie na zewnątrz.**

Do odbiornika powinien dochodzić sygnał z oscylatora tylko jedną drogą t. zn. przez dzielnik napięcia. Zewnętrzne pole dobrego oscylatora nie powinno przekroczyć 1 mikrowolta. Można to osiągnąć należytym ekranowaniem i zastosowaniem się do szczegółów konstrukcyjnych, podanych w opisie.

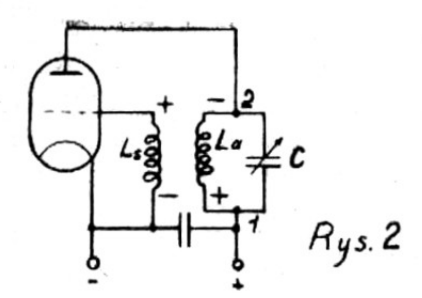


Rys. 1.

O m ó w i e n i e u k ł a d u

Układ naszego signal-generatora przedstawiony jest na rys. 1. Jak widzimy rolę oscylatora wysokiej i niskiej częstotliwości spełnia jedna lampa (pentagrid 6A8, lampa metalowa amerykańska, łatwiej dzisiaj dostępna aniżeli inne, produkcji europejskiej). Duszą signal-generatora jest oczywiście oscylator wysokiej częstotliwości. Zastosowano tu układ nowy, na pewno nie wielu amatorom znany. Warto mu poświęcić nieco więcej uwagi. Z pośród oscylatorów różnych typów większość z nich pracuje na zasadzie sprzężenia zwrotnego pomiędzy obwodem anodowym i siatkowym.

Weźmy pod uwagę np. oscylator (rys. 2) Meissnera. Impuls prądu anodowego wywołuje siłę elektromotoryczną pomiędzy punktami 1—2; ta siła elektromotoryczna wytwarza w obwodzie rezonansowym La—C oscylację. O ile sprzęgniemy z obwodem anodowym, cewkę siatko-

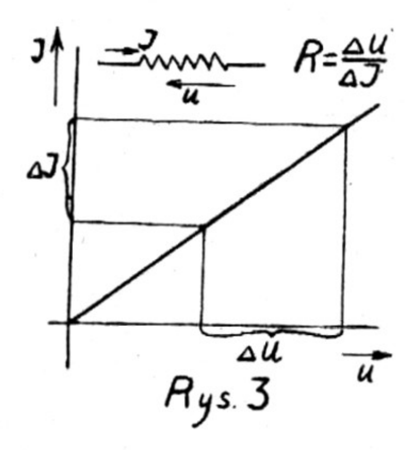


Rys. 2

wą Ls, w ten sposób, że na siatce będzie induktować się siła elektromotoryczna, zwiększająca prąd anodowy, wtedy drgania w obwodzie anodowym będą się potrzymywać i osiągną stałą amplitudę. Jest to jeden typ oscylatorów. Przy zastosowaniu go w signal-generatorze musimy dla każdego zakresu nawinąć dwie cewki i odpowiednim przełącznikiem przełączać.

Drugi typ oscylatora to t. zw. dynatron.

Obwód oscylacyjny pobudzony impulsami drga z częstotliwością określoną stałymi obwodu L, r, C. Na skutek

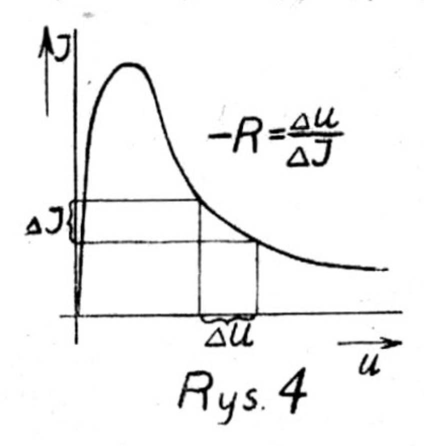


Rys. 3

strat (opór cewki, straty w dielektryku, promieniowanie) amplituda tych oscylacji szybko zanika. Obwód bez strat (teoretycznie) raz pobudzony do drgań oscylowałby wiecznie.

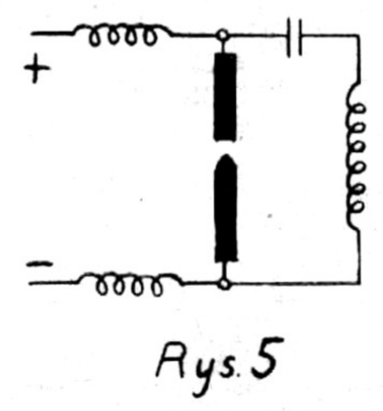
W praktyce taki wypadek może nastąpić o ile skompensujemy opór strat t. zw. **oporem ujemnym.**

Normalnie opór jest to element, na którym wzrost prądu powoduje wzrost spadku napięcia (rys. 3).



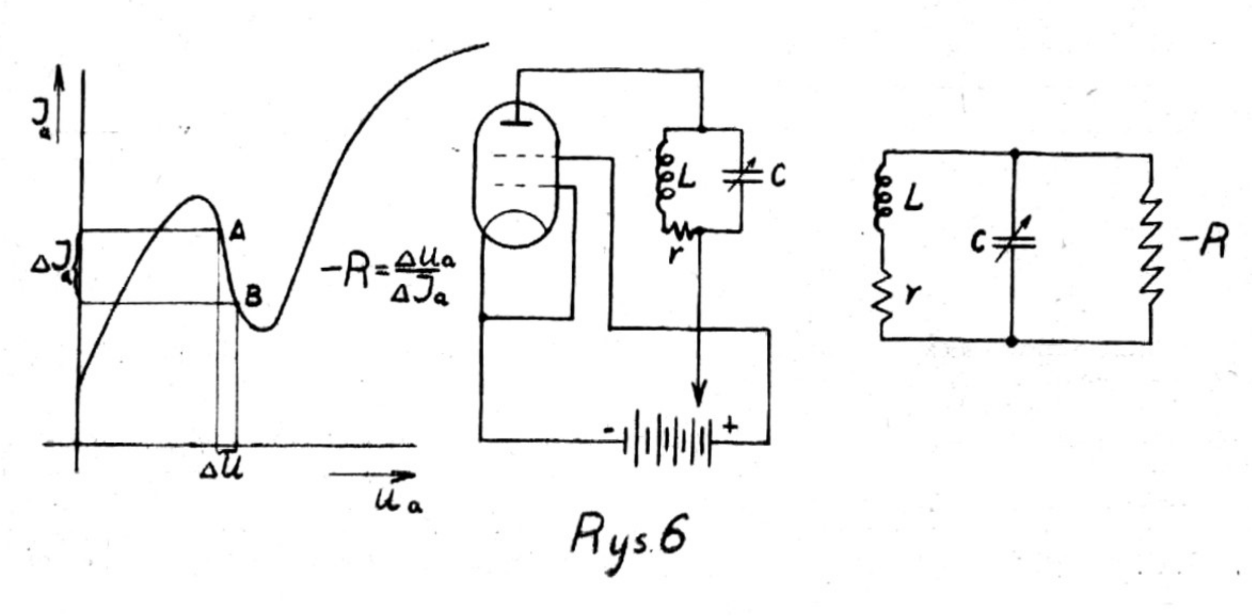
Rys. 4

Są w elektrotechnice elementy, które zachowują się inaczej np. łuk elektryczny — ze wzrostem napięcia prąd spada (rys. 4).



Rys. 5

W pierwszych latach radiotechniki stosowane były nadajniki łukowe Poulsena; opór ujemny jaki przedstawiał łuk kompensował opór strat przez co powstawały drgania niegasnące (rys. 5).



Rys. 6

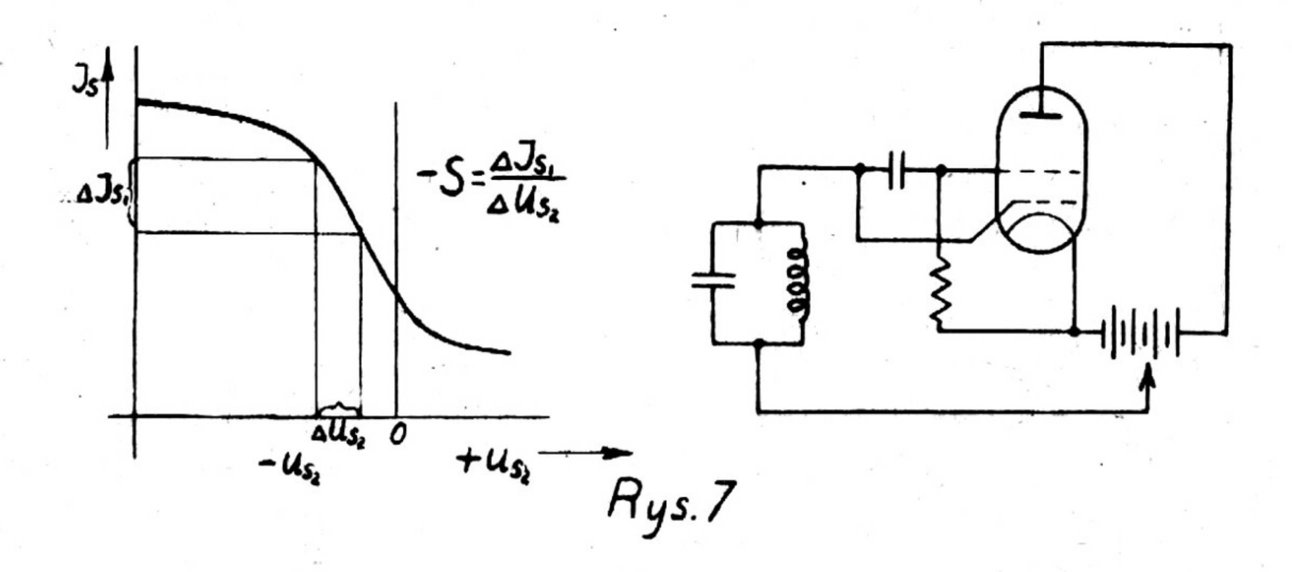
W radiotechnice lampowej tę rolę spełnia lampa ekranowana.

Przy napięciu anodowym niższym aniżeli napięcie ekranu, elektrony z dużą energią uderzają w anodę i wybijają z niej t. zw. wtórne elektrony. Na skutek pola elektycznego skierowanego od anody do siatki ekranowej, elektrony wtórne podążają do ekranu zmniejszając w ten sposób efektywny prąd anodowy (rys. 6).

Charakterystyka prądu anodowego w odcinku A—B posiada ujemne nachylenie, a zatem opór ujemny. O ile równolegle do obwodu oscylacyjnego o oporze $Z = \frac{L}{rC}$ (dla częstotliwości rezonansowej) załączymy lampę jako opór ujemny to w wypadku gdy —

$$[-R] \leq Z$$

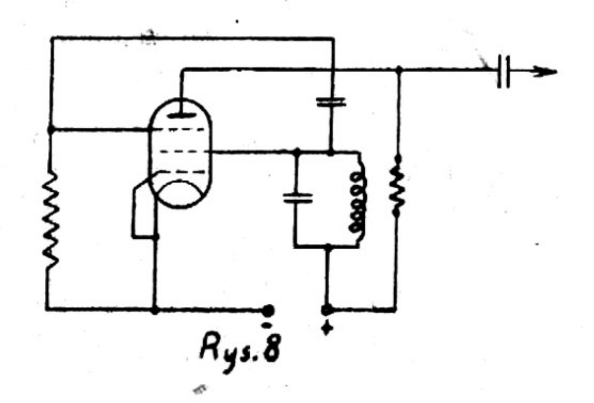
powstaną oscylacje. Jest to tak zwany dynatron. Jego wadą jest to, że może oscylować tylko z dobrymi obwodami (małe straty).



Trzecim typem oscylatora to t. zw. transitron; przypomnijmy sobie pierwsze odbiorniki superheterodynowe z lampą dwusiatkową. Lampa dwusiatkowa w pewnym zakresie posiada ujemne nachylenie charakterystyki prądu siatki przeciwładunkowej w zależności od napięcia na siatce drugiej (sterującej) (rys. 7).

O ile między siatką przeciwładunkową i katodą włączymy obwód rezonansowy to spadek napięcia na tym obwodzie będzie w fazie z napięciem na siatce, łącząc ten obwód z siatką sterującą otrzymamy sprzężenie zwrotne skutkiem czego drgania w obwodzie będą podtrzymywane (negadyna Numans'a).

Podobnie ma się sprawa w pentodach (rys. 8).



Gdy siatce chwytnej udzielamy bardziej ujemnego napięcia, elektrony, które normalnie przepływały przez siatkę do anody, są teraz hamowane, wracają do siatki ekranującej i zwiększają jej prąd. Mamy zatem ujemne nachylenie charakterystyki siatki ekranującej w stosunku do napięcia na siatce chwytnej (Negative transconductance — ujemna przewodność — stąd transitron).

Opór ujemny (odwrotność nachylenia) pomiędzy siatką ekranującą a chwytną jest stosunkowo mały, tak, że obwody o względnie dużych stratach łatwo oscylują do częstotliwości 15 Mc/s, a nawet i wyżej.

W naszym układzie ujemne nachylenie mamy pomiędzy siatką sterującą a anodą części triodowej. Obwód oscylacyjny jest tu równolegle zasilany (R_2, C_7).

Część triodowa pentagridu spełnia poza tym funkcję oscylatora niskiej częstotliwości. W obwodzie anodowym widzimy pierwotne uzwojenie transformatora międzylampowego. Uzwojenie wtórne służy jako uzwojenie reakcyjne (układ Meissnera). Częstotliwość modulująca jest określona indukcyjnością transformatora oraz pojemnością C_{16} (zależnie od indukcyjności C_{16} = 500 + 2000 pF).

W wypadku korzystania z oscylatora jako źródła niskiej częstotliwości zbieramy napięcie z potencjometru R6, włączonego równolegle do uzwojenia pierwotnego transformatora.

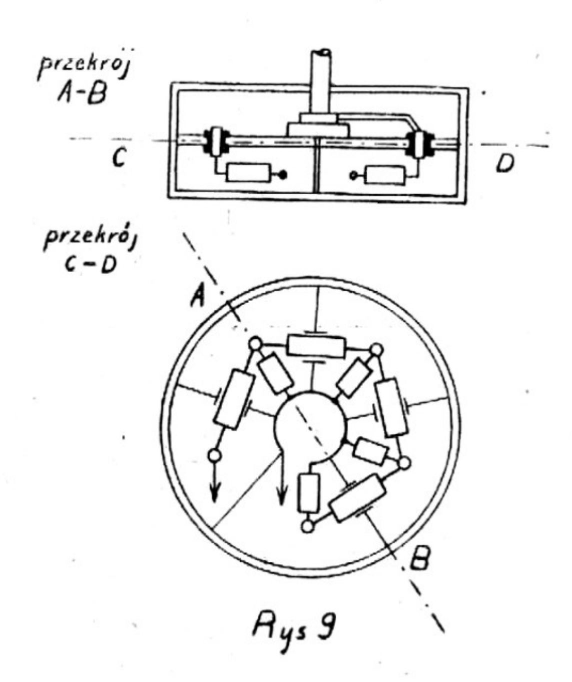
Tą samą drogą modelujemy oscylator z obcego źródła. **Przy sygnale niemodulowanym zwieramy uzwojenie wtórne transformatora.**

Zasilanie

Ze względu na mały prąd pobierany przez lampę 6A8 (ok. 7 mA) wystarczy nam w zupełności mały transformator sieciowy 1×300 v. 20 mA. Dla dobrej filtracji zastosujemy kondensatory elektrolityczne i dławik.

Attenuator

Przy badaniach odbiorników (krzywa regulacji automatycznej, krzywa rezonansu) konieczna jest znajomość stosunku napięć wyjściowych dla kilku punktów pomiaru. Napięcie signal - generatora musi być zatem dzielone w określony sposób. Wchodzą tu w rachubę dzielniki typu pojemnościowego, indukcyjnego, lub oporowego. Ponieważ zależy nam na małej oporności dzielnika, (aby się uniezależnić od odporności wejściowej odbiornika), stosujemy dzielniki oporowe. Oporność dzielników pojemnościowych i indukcyjnych jest zależna od częstotliwości, a zatem oporność wyjściowa signal - generatora zmienia się z częstotliwością.



Rys 9

Aby attenuator spełniał należycie swą rolę, należy zwrócić uwagę na dobre zaekranowanie, tak aby nie wystąpiło sprzężenie pomiędzy wejściem i wyjściem. Rys. 9 podaje szkic wykonania attenuatora, poszczególne stopnie są zaekranowane w oddzielnych przegródkach.

Dla ciągłej regulacji został zastosowany potencjometr (R 9) węglowy o wartości 500 omów. Potencjomter ten wraz z oporem bocznikującym R10, należy również dobrze ekranować. Dzięki oporowi R10 oscylator jest obciążony mniej więcej stałym oporem mimo zmian położenia ślizgacza potencjometra R9.

Dla lepszej izolacji oscylatora od odbiornika zastosowano mały kondensator sprzęgający (C11); kompensuje on poza tym spadek napięcia wyjściowego oscylatora przy wyższych częstotliwościach.

Obwody

Dla obliczania cewek musimy założyć pewne pojemności obwodu. Pojemność końcowa normalnego kondensatora wynosi 500 pF; pojemność początkowa około 20 pF. Wliczając w to średnią pojemność cewek około 10 pF, pojemność lamp 10 pF, pojemność połączeń 5 pF, pojemność trommera 15 pF otrzymujemy stosunek pojemności:

$$C\,max = 500 + 40 = 540\ pF$$
$$C\,min = 20 + 40 = 60\ pF$$

$$\text{stąd} = \frac{C\ max}{C\ min} = \frac{540}{60} = 9$$

zaś stosunek granicznych częstotliwości

$$\frac{F\ max}{F\ min} = \sqrt{\frac{C\ max}{C\ min}} = 3$$

Przyjmując pewną rezerwę na pokrycie się zakresów otrzymamy:

$$\frac{F\ max}{F\ min} = 2{,}9$$

Obliczamy poszczególne cewki obwodu z poniższego wzoru:

$$L_{\mu H} = \frac{2{,}53 . 10^{10}}{F^2_{kc} . C_{pF}}$$

Zakres 1	100 kc.	+ 290 kc.	L_1 = 4,7 mH
„ 2	240 kc.	+ 840 kc.	L_2 = 560 μ H
„ 3	840 kc.	+ 2,44 Mc	L_3 = 67 „
„ 4	2,44 Mc	+ 7,00 Mc	L_4 = 8 „
„ 5	7,00 Mc	+ 20,0 Mc	L_5 = 0,95 „

Cewki nawijamy na bębnie o średnicy 20 mm.

L_1 — cewka masowa 450 zwojów ⌀ 0,1 mm — emalia jedwab. Szerokość nawinięcia 10 mm.

L_2 — cewka masowa 150 zwojów ⌀ 0,2 mm — emalia jedwab. Szerokość nawinięcia 8 mm.

L_3 — Cewka cylindryczna 80 zwojów ⌀ 0,4 mm emalia

L_4 — „ „ 28 „ ⌀ 1 „ „

L_5 — „ „ 9 „ ⌀ 2 „ „

Ekranowanie

Aby nie dopuścić do promieniowania oscylatora na zewnątrz należy bardzo starannie ekranować poszczególne człony oraz stosować się następujących uwag:

1) Cewki i przełącznik ekranujemy w pudle miedzianym. Człon oscylatora (lampa, obwody, transformator modulacyjny) umieszczamy w pudle miedzianym lub aluminiowym, całość zaś może być zamknięta w pudle z blachy żelaznej.

2) Wszystkie połączenia z masą (przewód ujemny) połączyć w jednym punkcie ekranu w ten sposób, aby uniknąć przepływu prądów wzdłuż ekranów.

3) **Ośki kondensatora, potencjometrów, przełączników** wyprowadzamy na zewnątrz prętami z materiału izolacyjnego.

4) Filtry wysokiej częstotliwości należy oddzielnie ekranować, zaś ekrany połączyć najkrótszymi przewodami do wspólnego punktu uziemiającego.

W obwodzie sieciowym transformatora należy zastosować dławiki wysokiej częstotliwości, najlepiej takie, jakie spotykamy w odbiornikach uniwersalnych (Dł₁; Dł₂). W obwodzie niskiej częstotliwości nadawać się będzie dławik stosowany w odbiornikach w obwodzie anodowym wzmacniacza wysokiej częstotliwości (może być na rdzeniach ferrokartowych).

Cechowanie

Przy cechowaniu warto by skorzystać z wyskalowanego fabrycznego signal-generatora odbierając sygnały z dwóch oscylatorów na odbiorniku. Przy częstotliwościach zbliżonych usłyszymy gwizd interferencyjny i cechujemy w momencie, gdy ton interferencyjny osiągnie najniższą wartość. W braku oscylatora wyskalowanego, musimy się zadowolnić cechowaniem przy pomocy odbiornika, na stacjach o znanych częstotliwościach. Ostatnie wykazy stacji radiofonicznych na falach długich, średnich i krótkich były umieszczone w tygodniku „Radio i Świat" z roku bieżącego.

Odbieramy stację o znanej częstotliwości podstrajamy nasz oscylator aż do pojawienia się gwizdu interferencyjnego. W momencie, gdy gwizd osiągnie ton najniższy częstotliwość oscylatora i stacji nadawczej są sobie równe.

Na zakresach, na których stacje radiofoniczne nie pracują, cechujemy wykorzystując harmoniczne oscylatora.

Mając szereg punktów dla każdego zakresu rysujemy wykres przedstawiający zależność częstotliwości oscylatora od podziałek kondensatora.

W jednym z następnych artykułów opiszemy sposób posługiwania się tym oscylatorem przy strojeniu odbiorników, pomiarach itd.

Spis części

C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 = 25 pF (trimmery).
C_6 = kondensator 500 pF.
C_7, C_8, C_{21} = 1000 pF.
C_9 = 100 pF.
C_{10}, C_{14} — 0,1 μF, 400 V.
C_{11} = 10 pF
C_{12} C_{13} = 250 pF
C_{15}, C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{20}, C_{24} — 10000 pF, 400 V.
C_{16} — 500 : 2000 pF (zależnie od indukc. transformatora modulacyjnego).
C_{22}, C_{23}, = 8 μF (elektrolit 330 v)
R_1, R_4 = 50000 omów ½ W.
R_2, R_5, = 25000 omów ½ W.
R_3 = 0,5 Mg.
R_6 = 50000 omów potencjometr.
R_7, R_8 = 0,1 Mg. ½ W.
R_9 = 500 omów potencjometr węglowy.
R_{10} = 500 om.
R_{11} R_{13}, R_{15}, R_{17}, — 2500 om. ½ W.
R_{12}, R_{14}, R_{16}, 300 om. ½ W.
R_{18}= 270 om. ½ W.
$Dł_2$, $Dł_3$ = 250 mH } patrz tekst
$Dł_1$ = 250 mH }
$Dł_4$ — 20 H, 10 mA, 500 om.
L_1, L_2, L_3, L_4, L_5 — patrz tekst.
T_1 — transformator międzylampowy (1 : 3).
T_2 — transformator sieciowy 1 × 300 v. 200 mA
6.3 v. 0,5 A
4 v. 0,5 A

Uwaga: Pomiędzy uzwojeniem sieciowym i pozostałymi powinno być specjalne uzwojenie ekranujące.

Lampy 6A8 (RCA)
1802 (Philips) lub podobna.

M. F.

Magnetyczne stabilizatory napięć

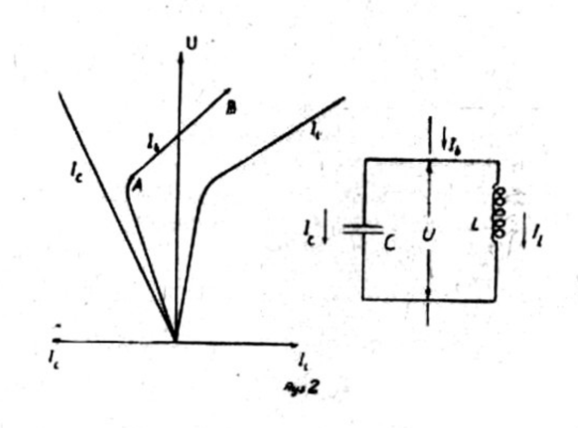
Prawie wszystkie przyrządy pomiarowe oraz precyzyjne lampowe urządzenia eksploatacyjne mają zasilenie sieciowe. Większość tej aparatury jak woltomierze lampowe, wzmacniacze pomiarowe, przyrządy do pomiaru natężenia pola mają skale cechowane i wymagają stałości napięć zasilających obwody anodowe, żarzenia i siatkowe. Ponieważ napięcie sieci elektrycznej podlega dużym wahaniom i nieraz ma odchylenia sięgające więcej niż 15%, należy przy konstrukcji powyższych urządzeń przewidzieć środki, utrzymujące stałość napięcia zasilającego w zadawalających granicach. Takie specjalne układy elektryczne noszą nazwę stabilizatorów napięcia. Od dawna są znane jako stabilizatory napięcia specjalne lampy, od nazwy firmy je produkujące zwane stabilovoltami oraz jako stabilizatory prądu lampy oporowe żelazowodorowe. Lampy te mają swe zalety i wady i będą omówione w specjalnym artykule. Poniżej podamy zasadę działania stabilizatorów napięcia, praca których opiera się na innych podstawach i zwanych magnetycznymi. Największy rozwój tego rodzaju stabilizatorów miał miejsce w Ameryce, gdzie też utarła się ich nazwa jako ferrorezonansowych.

175 ÷ 250V

220 ± 1%

Rys 1.

Zasadniczy układ stabilizatora magnetycznego daje rys. 1. Jak widzimy, składa się on z szeregowo załączonego dławika ze szczeliną powietrzną i równoległego nasyconego dławika, wykonanego zazwyczaj w postaci autotransformatora.



Równolegle do tego ostatniego leży odpowiednio dopasowany kondensator, tworzący z dławikiem nasyconym równoległy obwód rezonansowy. Dławik nasycony może być wykonany w postaci transformatora z oddzielnymi uzwojeniami przez co osiągamy galwaniczny rozdział sieci od odbiornika. Ważną zaletą stabilizatora magnetycznego jest zupełny brak części ruchomych; pracuje on bez szumu i iskier nie powodując żadnych zakłóceń wysokiej częstotliwości. Oczywiście stosować go można tylko do regulacji napięcia prądu zmiennego.

Postaramy się teraz wyjaśnić w jaki sposób następuje stabilizacja napięcia zasilającego urządzenie odbiorcze. W tym celu rozważmy krzywą zależności prądu od napięcia równoległego obwodu rezonansowego (rys. 2). Jak długo dławik poprzeczny nie jest magnetycznie nasycony, prąd przez samoindukcję I powoli rośnie przy zwiększaniu się napięcia U. Po nastąpieniu nasycenia magnetycznego, prąd przez dławik szybko wzrasta, nie będąc już proporcjonalny do napięcia U na dławiku. Prąd przez pojemność Ic zachowuje się inaczej. Rośnie on proporcjonalnie do wzrostu napięcia U, mając odwrotne położenie fazowe do fazy prądu I_L. Całkowity prąd bierny I_b dopływający do obwodu jest sumą prądów I_c i I_L. Łatwo zauważyć, że dla pewnej wielkości napięcia prąd ten staje się równy zeru.

W momencie tym prądy pojemnościowy i indukcyjny wzajemnie się kompensują. Z rys. 2 widać również, że po obu stronach punktu zerowego Ib, małe zmiany napięcia U powodują duże zmiany prądu poprzecznego Ib układu. Część krzywej Ib, leżąca między punktami A i B (rys. 2) nazywa się krzywą roboczą i jest wykorzystana do stabilizacji napięcia. Dla krzywej roboczej jest więc charakterystycznym fakt, że małe zmiany napięcie U powodują stosunkowo duże zmiany prądu poprzecznego Ib. Własność ta wyjaśnia nam zasadę działania stabilizatora magnetycznego.

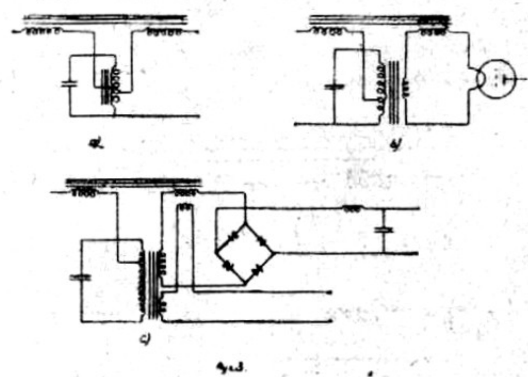
Załóżmy początkowo, że odbiornik jest oporem czynnym, zaś napięcie sieci ma akurat wielkość taką, że prąd poprzeczny Ib = O. Wówczas prądy przez dławik szeregowy i odbiornik są równe prądowi zasilenia sieci. Napięcie sieci jest więc sumą wektorową napięcia użytecznego i napięcia na dławiku szeregowym. Jeżeli napięcie sieci np. rośnie, wówczas napięcie poprzeczne (na obwodzie) również nieco wzrośnie. Ta zmiana napięcia poprzecznego może być bardzo mała, tym niemniej zgodnie z krzywa roboczą (rys. 2) wywoła stosunkowo duży prąd indukcyjny w obwodzie poprzecznym. Ponieważ prąd ten płynie również i przez dławik szeregowy, wywołuje to dodatkowy spadek napięcia na tym ostatnim. Przez odpowiednie dopasowanie można osiągnąć rezultat, że przy zmianie napięć na obu dławikach, napięcie użyteczne zostanie nie zmienione. Jeżeli napięcie sieci zmniejsza się poniżej wielkości nominalnej, występuje poprzeczny prąd, pojemnościowy o fazie odwrotnej. Wywołuje on co do wielkości i fazy takie napięcie na dławiku szeregowym, że suma wektorowa napięcia sieci i napiecia na dławiku szeregowym znowu daje prawie stałe napięcie na odbiorniku. Widzimy więc, że zasadniczą rolę w stabilizatorze magnetycznym gra czuły na zmianę napięcia obwód rezonansowy z dławikiem nasyconym.

Rys. 1 wskazuje, że na rdzeniu dławika ze szczeliną powietrzną znajduje się jeszcze jedno małe uzwojenie z odczepami, połączone z odpowiednimi odgałęzieniami dławika poprzecznego. Przy pomocy tego uzwojenia uzyskujemy dodatkowe napęcie, działające odwrotnie do zmiany napięcia na dławiku poprzecznym. W ten sposób kompensujemy całkowicie możliwą zmianę napięcia na obwodzie rezonansowym i osiągamy stałe napięcie wyjściowe i dopasowanie do obciążenia odbiornika.

Skuteczność stabilizatora magnetycznego jest dla celów praktycznych całkowicie zadawalająca. Stabilizacja napięcia jest najlepsza przy obciążeniu omowym. Zmiany napięcia w sieci sięgające do 15% wzwyż i 20% w dół przy wielkości nominalnej 220 V i utrzymaniu stałego obciążenia daje się zredukować do ± 0,5%. Jeżeli obciążenie zawiera składową bierną, wówczas dla układów o cos φ dochodzących do 0,8, stabilizacja napięcia wynosi ± 1%.

Zależność regulacji napięcia od wielkości obciążenia jest nie duża. Przy zmianie obciążenia od nominalnego do biegu luzem, zmiana wynosi około 1%. Zasadniczą wadą stabilizatora magnetycznego jest zniekształcenie formy napięcia stabilizowanego. Przy powiększeniu się napięcia zasilającego zawartość trzeciej harmonicznej może sięgać 30%. Winę w tym wypadku ponosi silnie zniekształcony prąd magnesowania dławika poprzecznego. W wielu wypadkach duża zawartość harmonicznych w napięciu stabilizacyjnym nie gra żadnej roli. Ma to na przykład miejsce, gdy napięcie to służy do żarzenia lamp lub zasilania prostownika.

W wypadku, gdy forma napięcia zasilającego ma dla nas specjalne znaczenie, wówczas należy równolegle do obwodu poprzecznego załączyć szeregowe obwody rezonansowe, składające się z małych dławików z żelaznym rdzeniem i odpowiednich kondensatorów, nastrojone na 3., 5., i t. d. harmoniczne. Oczywiście powoduje to podrożenie stabilizatora. Należy również podkreślić zależność działania stabilizatora magnetycznego od częstotliwości. Ze względu jednak na to, że częstotliwość sieci elektrycznych jest stosunkowo stała, możemy tej zależności nie brać w rachubę.



Na zakończenie warto omówić różne możliwości zastosowania stabilizatora magnetycznego. Rys. 3a ilustruje zastosowanie stabilizatora w wypadku, gdy napięcie nominalne odbiornika równa się napięciu sieci. W tym układzie stabilizator załącza się bezpośrednio między siecią prądu zmiennego a dowolnym odbiornikiem pod warunkiem, że jego moc nominalna jest rzędu wielkości mocy obciążenia. Układ rys. 3b stosuje się do regulacji napięć żarzenia lampy. Szczególnie można polecić to dla żarzenia katod wysokowartościowych lamp nadawczych. Stabilizator w układzie rys. 3c nadaje się do uzyskania stabilizowanych napięć zarówno do żarzenia lamp jak i do zasilania obwodów anodowych oraz siatkowych.

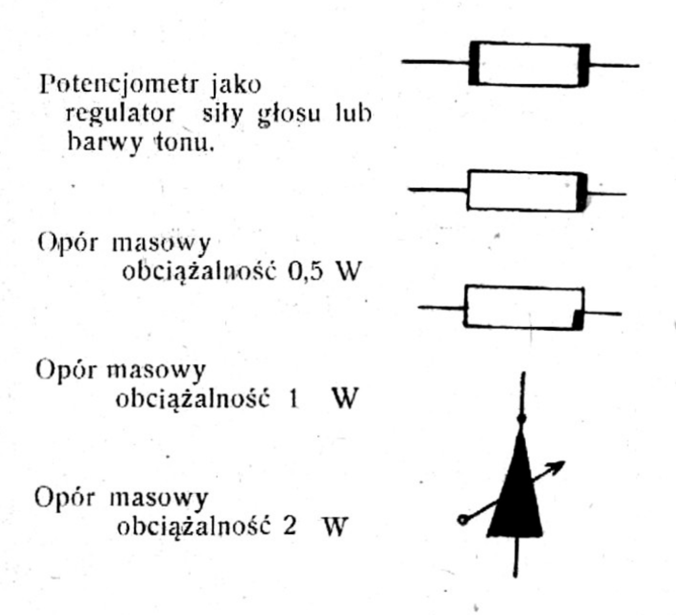
Przy opracowywaniu stabilizatorów magnetycznych można przewidzieć przełączanie na różne napięcia sieci.

inż. Miłosz G.

Przegląd schematów odbiorników fabrycznych produkcji z roku 1940—1944

Na naszym terenie znajdują się obecnie odbiorniki różnego pochodzenia. Często przy naprawach tych odbiorników zmuszeni jesteśmy zdejmować schematy co zajmuje wiele czasu i nie zawsze da się dokładnie przeprowadzić. Pragnąc przyjść z pomocą licznej rzeszy radiotechników będziemy umieszczali schematy różnych odbiorników dając oprócz tego możność przeglądu zmian i nowości w układach.

Oznaczenia.



Schemat Nr 1 to odbiornik firmy Telefunken typ 913 WK.

Odbiornik jednoobwodowy trzylampowy, audion z detekcją siatkową oraz wzmacniacz niskiej częstotliwości na pentodzie. Na wejściu eliminatory z nastawianym tłumieniem, reakcja regulowana indukcyjnie. Na zakresie krótkofalowym lampa głośnikowa pracuje jako niestrojony wzmacniacz wysokiej częstotliwości (Reflex).

Zakresy 14 — 51 m, 188 — 600 m, 732 — 2307 m.

Schemat Nr 2 Super Telefunken 965 G. W. K. produkowany między innymi w Warszawie podczas okupacji. 6 obwodów, 4 lampy; na wejściu obwód zwierający sygnały o częstotliwości pośredniej; 1 obwód wejściowy (strojony), 1 obwód oscylatora 2 filtry wstęgowe we wzmacniaczach pośredniej częstotliwości. Trioda — heksoda jako mieszacz i oscylator, pentoda — selektoda jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości, oraz duodioda jako detektor dla tonu i automatyki. Trioda — tetroda jako wzmacniacz oporowy niskiej częstotliwości i lampa głośnikowa (4 Watt) z ujemnym sprzężeniem. Regulacja barwy tonu w gałęzi ujemnego sprzężenia. Zakresy 13,7 — 51 m, 187 — 588 m, 697 — 2070 m. Pośrednia częstotliwość 468 kc; w specjalnym wykonaniu 473 kc.

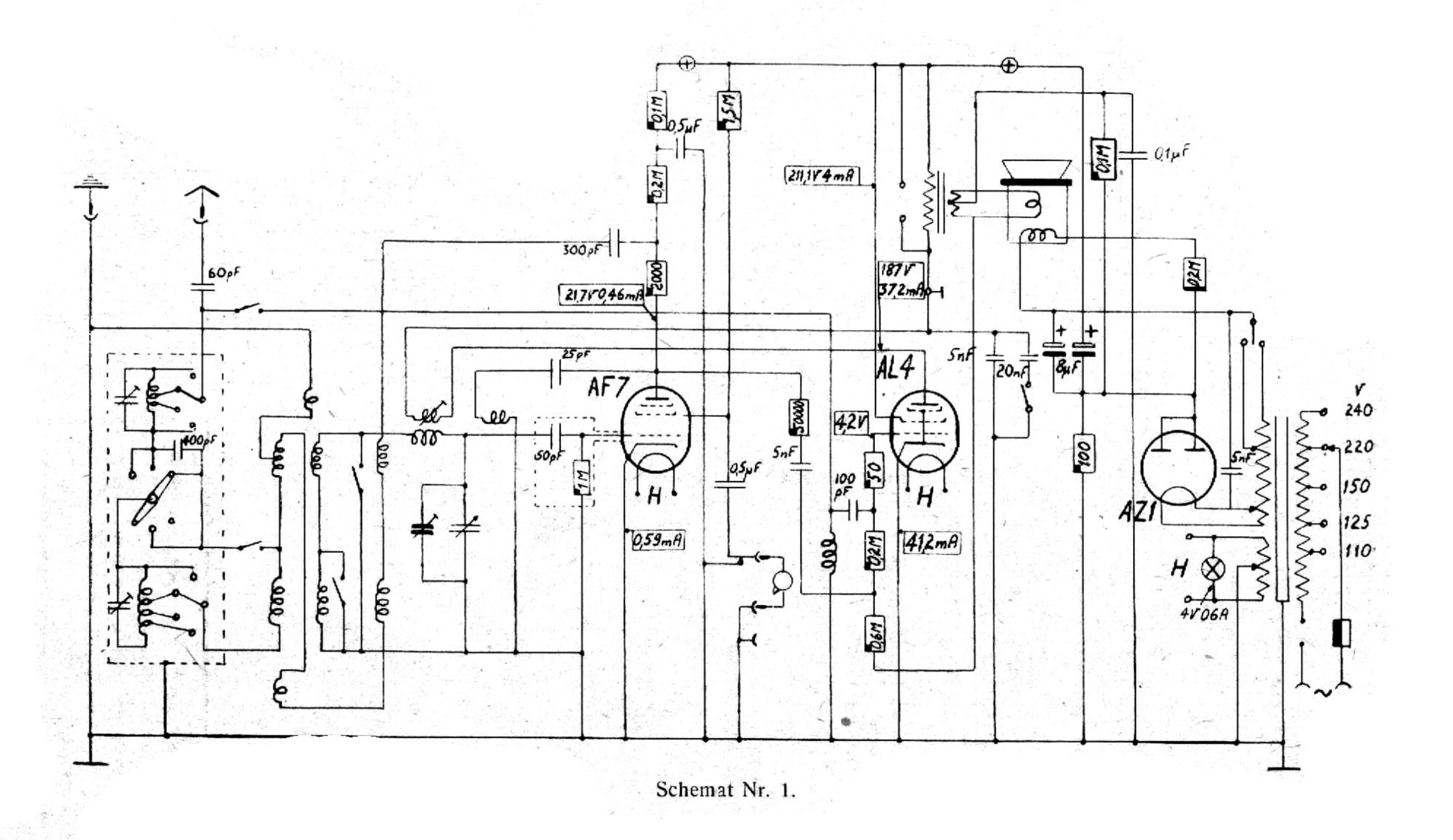
Schemat Nr 3 Super Körting Nobilis 40 WK. 6 obwodów 4 lampy, 1 obwód wejściowy, 1 obwód oscylatora, 2 filtry wstęgowe we wzmacniaczach pośredniej częstotliwości.

Trioda, heksoda jako mieszacz i oscylator, pentoda — selektoda jako wzmacniacz pośredniej, duodioda dla tonu i automatyki, trioda — tetroda jako wzmacniacz niskiej częstotliwości i wzmacniacz wyjściowy (4 W.) z ujemnym sprzężeniem. Ujemne sprzężenie zależne od położenia ślizgacza potencjometru. Regulacja tonu połączona z ujemnym sprzężeniem w ostatnim stopniu. Zakresy: 16,5 — 50 m, 188 — 575 m, 750 — 2000 m. Pośrednia częstotliwość 468 kc. w specjalnym wykonaniu 474 kc.

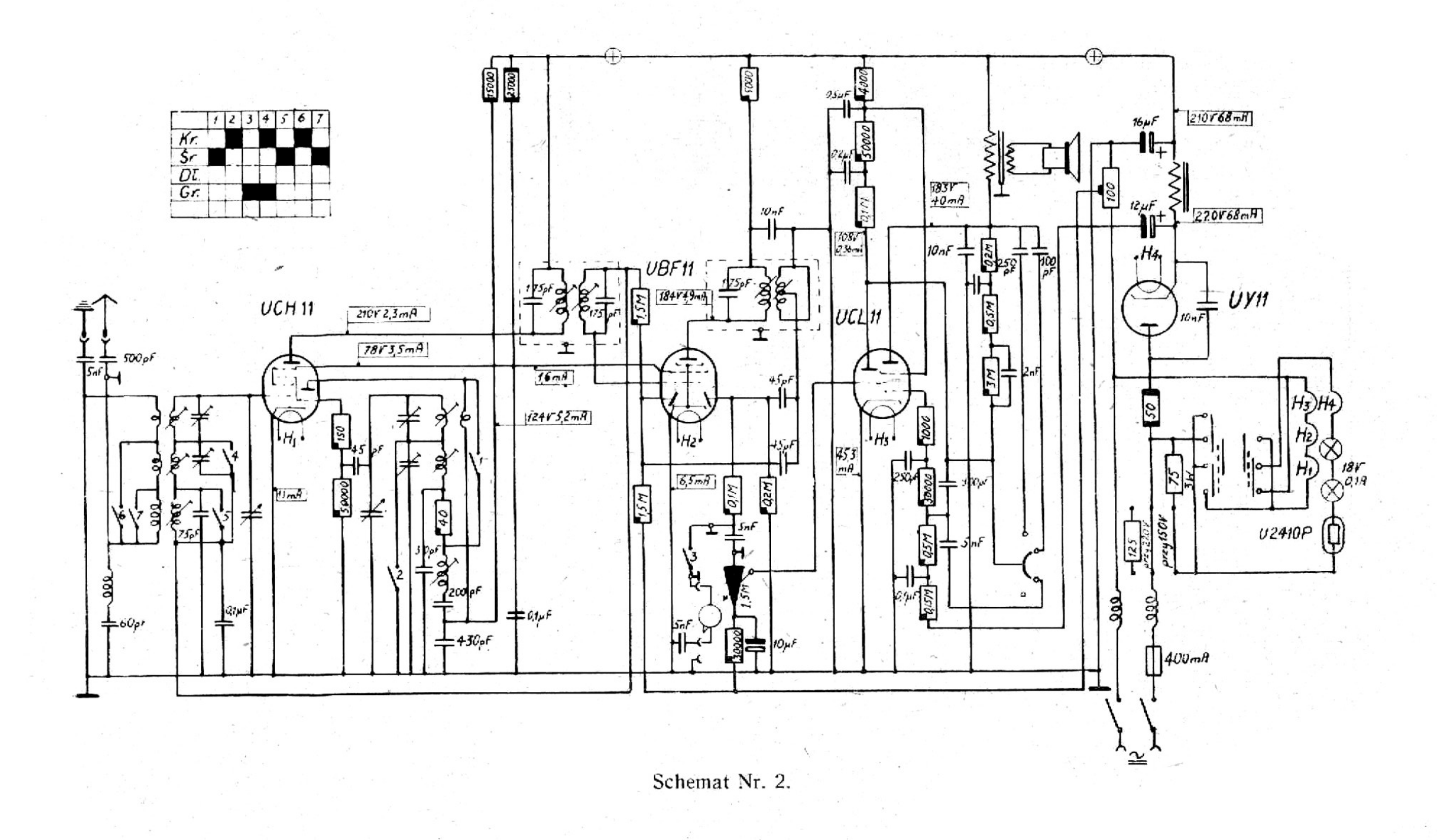
Schemat Nr 4. Super Saba 357 WK 8 obwodów, 4 lampy; filtr wstęgowy na wejściu, 1 obwód oscylatora, 3obwodowy filtr wstęgowy w obwodzie heksody z regulacją szerokości wstęgi, 2 obwody we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości.

Trioda, heksoda jako mieszacz i oscylator, pentoda — selektoda jako wzmacniacz pośredniej duodioda jako detektor dla tonu i automatyki. Trioda — tetroda jako wzmacniacz oporowy i końcowy z ujemnym sprzężeniem. Regulacja barwy tonu połączona z ujemnym sprzężeniem. Głośnik wyłączany po stronie pierwotnej transformatora. Zakresy: 19 — 52 m, 200 — 588 m, 750 — 2000 m. Częstotliwość pośrednia 487 kc.

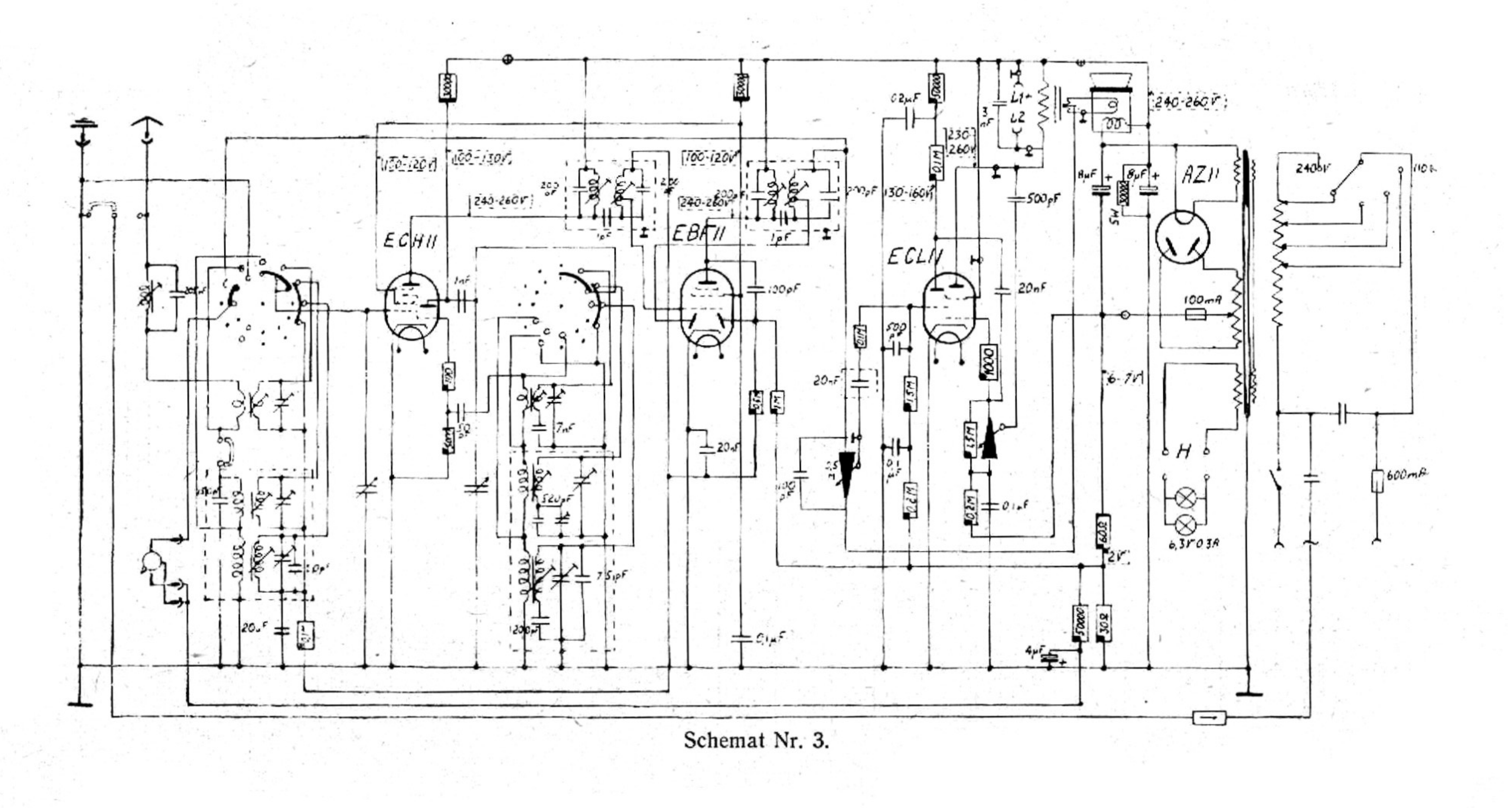
F. M.


0,1M
0,5μF
1,5M
0,2M
0,1M
0,1μF
211,1V 4mA
300pF
60pF
2000
217V 0,46mA
187V
37,2mA
0,2M
5nF
20nF
8μF
AL4
AF7
25pF
400pF
50pF
1M
50000
5nF
4,2V
0,5μF
100
50
100 pF
AZ1
5nF
H
H
0,59mA
0,2M
41,2mA
0,6M
H
4V 0,6A
V
240
220
150
125
110

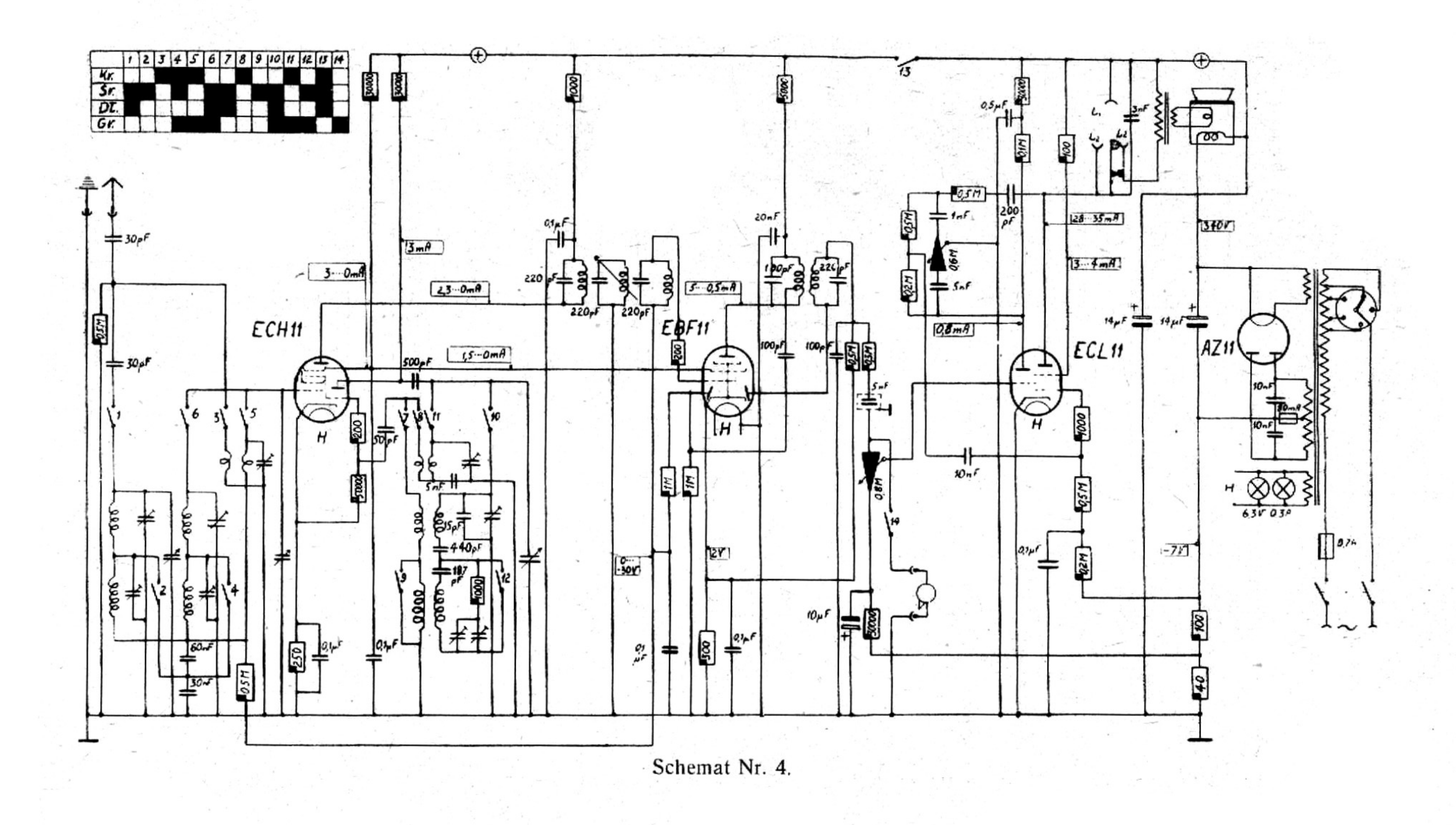
Schemat Nr. 1.


UCH 11
UBF 11
UCL 11
UY 11
U2410P
Kr.
Śr.
Dł.
Gr.
1 2 3 4 5 6 7
210V 2,3mA
78V 3,5mA
16mA
124V 5,2mA
184V 4,9mA
6,5mA
183V 40mA
108V 0,36mA
45,3 mA
210V 68mA
270V 68mA
400mA
18V 0,1A
15000
25000
5000
4000
50000
150
40
1,5M
0,1M
0,2M
30000
1000
0,5M
0,15M
3M
100
50
75
125

Schemat Nr. 2.


ECH11
EBF11
ECL11
AZ11
240-260V
100-120V
240V
110V
500pF
20nF
100pF
100mA
600mA
6,3V 0,3A
H

Schemat Nr. 3.



Schemat Nr. 4.

Tabele lamp do odbiorników i wzmacniaczy

Różnorodność typów lamp, jakie znajdują się na naszym rynku, skłoniły nas do opracowania tabel obejmujących wszystkie rodzaje lamp dzisiaj spotykanych. Należą tu prócz lamp europejskich stosowanych u nas przed wojną, lampy produkcji sowieckiej oraz lampy amerykańskie. W każdym numerze podamy przegląd typów stanowiących pewną zwartą całość. Tak więc w numerze bieżącym umieszczamy lampy sowieckie z pominięciem lamp fabrykowanych na licencji amerykańskiej.

W następnym numerze podamy lampy metalowe amerykańskie.

Przy opracowaniu tabel korzystamy z katalogów fabrycznych „handbook'ów" i innych opisów.

Oprócz normalnych lamp stosowanych w odbiornikach, wielu radioamatorów posiada lampy specjalne stosowane podczas wojny w urządzeniach wojskowych lub pocztowych. Lampy takie po przerobieniu cokołu, bardzo dobrze zastępują typy normalnie stosowane. Katalogów do tego rodzaju lamp nie posiadamy, dlatego też prosimy naszych Czytelników o nadsyłanie wszelkich danych, odnoszących się do tego typu lamp. Uzupełniając w ten sposób nasze tabele, przysłużymy się wielu radiotechnikom.

W tabelach podajemy dane statyczne oraz w miarę możności warunki pracy.

Oznaczenia:

1) W kolumnie pierwszej umieszczamy typ lampy według oznaczeń fabrycznych.

2) Kolumna druga określa rodzaj lampy przy pomocy liczby.

Liczby te mają następujące znaczenie:

1 — dioda,
2 — trioda,
3 — tetroda,
4 — pentoda,
5 — heksoda,
6 — heptoda,
7 — oktoda,
8 — magiczne oko,
9 —lampa prostownicza,
10 — lampa dwusiatkowa,
11 — żelazowodorowy stabilizator,
12 — neonowy stabilizator.

Lampy z kilkoma systemami oznaczone są odpowiednimi liczbami;

n. p.: 1 + 1 + 4 = duodioda, pentoda,
2 + 8 = trioda, magiczne oko,
9 + 9 = dwukierunkowa lampa prostownicza.

3) Kolumna trzecia:

Liczby kolumny trzeciej określają zastosowanie danej lampy.

1 — wzmacniacz wysokiej częstotliwości,
2 — oscylator,
3 — mieszacz w superheterodynie,
4 — audion,
5 — detekcja anodowa,
6 — detekcja diodowa,
7 — wzmacniacz niskiej częstotliwości,
8 — lampa odwracająca fazę (driver w oporowych przeciwsobowych wzmacniaczach),
9 — lampa końcowa głośnikowa,
10 — lampa końcowa do wzmacniaczy przeciwsobnych,
11 — wskaźnik strojenia,
12 — lampa prostownicza,
13 — stabilizator prądu,
14 — stabilizator napięcia,

Różne zastosowania lamp oznaczone są liczbami, n. p.

2 + 3 — oscylator + mieszacz,
6 + 9 — detektor diodowy + lampa końcowa.

Litera A za liczbą oznacza wzmacniacz kl. A
„ AB „ „ „ kl. AB
„ B „ „ „ kl. B
„ D „ „ driver dla kl. B
„ T „ „ wzmacniacz transformatorowy.

Litera R za liczbą oznacza wzmacniacz oporowy
„ S „ „ „ selektodę

4) Kolumna czwarta podaje numer cokołu z odpowiednim numerem. Cokół widziany od strony nóżek lampy.

5) Pozostałe kolumny podają wartości elektryczne lampy.

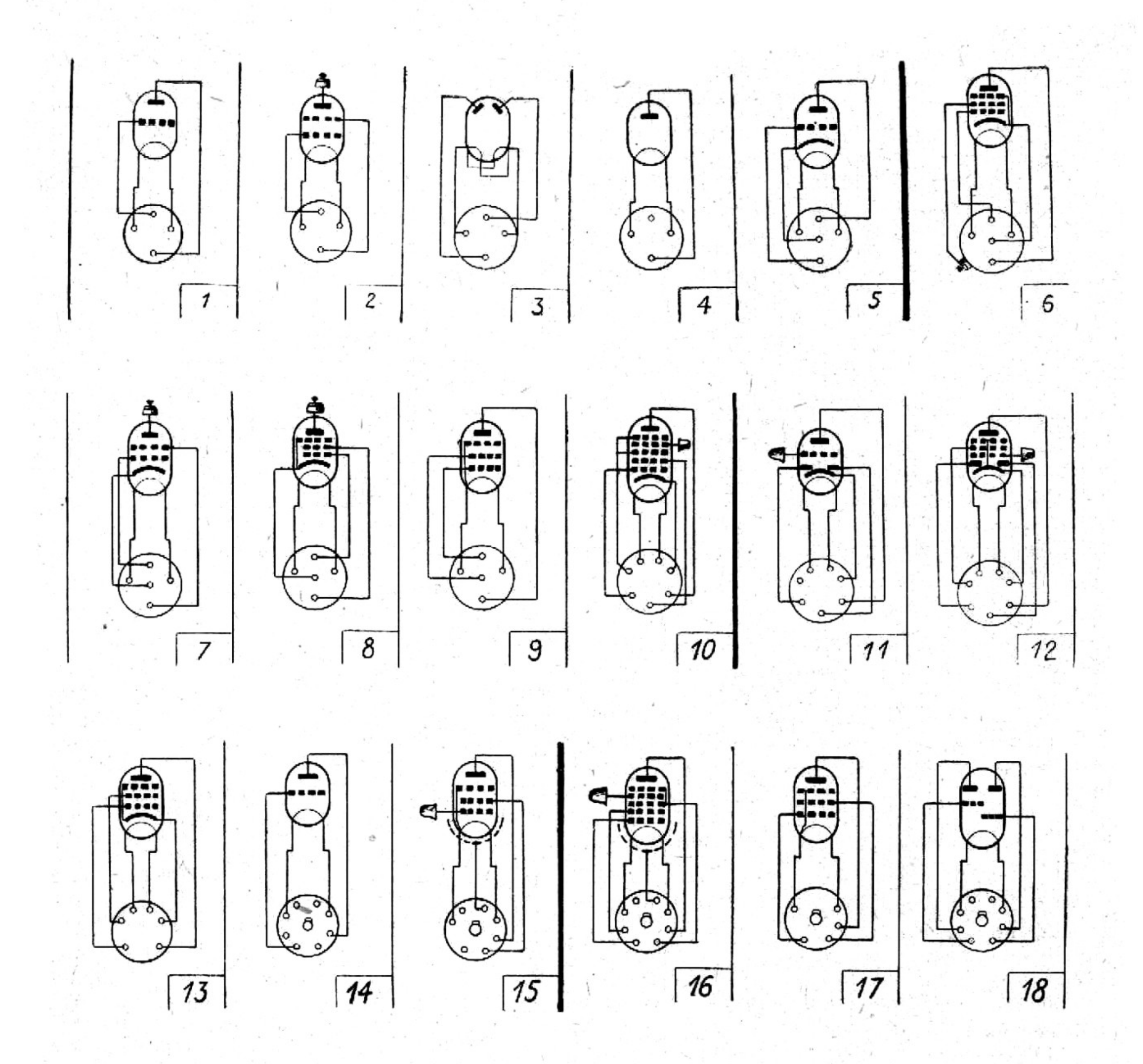
Uz — napięcie żarzenia w woltach,
Iz — prąd żarzenia w amperach,
Ua — napięcie anodowe w woltach,
Us_1, Us_2 itd. napięcia odpowiednich siatek w woltach,
Is_1, Is_2 i t. d. prądy odpowiednich siatek w miliamperach,
S — nachylenie charakterystyki prądu anodowego mA/V,
K — spółczynnik wzmocnienia,
Ri — opór wewnętrzny w omach lub megomach,
Ra — opór anodowy (roboczy) w omach,
Pa — moc odmisyjna w watach,
Pw — moc wyjściowa w watach; w nawiasie % zniekształceń.

F. M.

Lampy produkcji radzieckiej

Typ	Rodzaj lampy	Zastosowanie	cokół	Uż V	Iż A	Ua V	Us1 V	Us2 V	Us3 (Us3+s1) V	Ja mA	Is2 (Is3+Is1) mA	S (Sc) mA/V	k V/V	Ri	Ra Ω	Pa W	Pw W	Typ
УО-104	2	9A	1	4	0,7	240	-35	—	—	40	—	3,2	4	1250	2500	10	1,5(s)	УО-104
УБ-107	2	4,7T,	1	4	0,08	160	-4	—	—	8	—	1,5	12	12000	—	—	—	УБ-107
УБ-110	2	4.7R.	1	4	0.08	160	-1	—	—	4.5	—	1,15	23	20000	—	—	—	УБ-110
УБ-132	2	9A	1	4	0,15	160	-8	—	—	12	—	2,0	8,5	4250	10000	2,5	0,25	УБ-132
СБ-112	3	1	2	4	0,08	160	-1	80	—	2,4	0,5	0,7	300	0,43	—	—	—	СБ-112
СБ-147	3	1	2	4	0,15	160	-1	80	—	5,5	1,8	1,6	350	0,22	—	—	—	СБ-147
УБ-152	2	4,7T,	1	2	0,11	120	-4	—	—	6,0	—	2,0	12	6000	—	—	—	УБ-152
СБ-154	3	1	2	2	0,11	120	-1	60	—	1,8	0,7	1	1000	1,0	—	—	—	СБ-154
СБ-155	4	9A	9	2	0,22	120	-6	120	—	10	2	2,5	200	80000	7500	2	0,3(s)	СБ-155
ПО-119	2	7T	5	4	1	240	-10	—	—	12	—	1,7	12	7000	—	—	—	ПО-119
СО-118	2	4,7R.	5	4	1	240	-3	—	—	6	—	1,75	34	19000	—	—	—	СО-118
СО-122	4	9A	6	4	1	240	-12	140	—	19	8	1,7	120	70000	20000	5	1(s)	СО-122
—"—	2(s2+4)	9D	6	4	1	160	-12	—	—	28	—	2,5	7	2800	5500	—	0,25	—"—
СО-124	3	1,4,	7	4	1	160	-1,5	80	—	10	3	1,9	350	0,185	—	—	—	СО-124
СО-148	3	1S,	7	4	1	160	-1	60	—	7,5	1,5	1,6	320	0,20	—	—	—	СО-148
СО-182	4	1S,	8	4	1	240	-1,5	100	—	7,0	2,25	2,85	2500	0,85	—	—	—	СО-182
СО-183	6	2+3	10	4	1	240	-3	100	100	10,0	6	2,6 (0,5)	400	0,16	—	—	—	СО-183
СО-185	1+1+2	6+7R,	11	4	1	240	-4	—	—	5	—	1,5	35	24000	—	—	—	СО-185
СО-187	4	9	13	4	2	250	-6	250	—	37,5	10	7,5	600	90000	7000	9	2,5	СО-187
"	2	9	13	4	2	250	-8	—	—	30	—	7,0	21	3000	5000	—	1,0	—"—
СО-193	1+1+4	6+1	12	4	1	240	-6	120	—	6,0	2,0	1,6	650	400000	—	—	—	СО-193
УО-186	2	9A	1	4	1	240	-33	—	—	62	—	3,1	3,7	1200	2000	15	1,55	УО-186
—"—		9A				400	-85	—	—	37	—	—	—		8000	—	4	—"—
—"—		9AB				240	Rk=500Ω		—	64	—	—	—		2000	—	3,0	—"—
—"—		9AB				400	Rk=2300Ω		—	37	—	—	—		9000		7,4	—"—
ВО-116	9+9	12	3	4	2	Ua max ~ 400V, Ja = 115 mA												ВО-116
ВО-125	9+9	12	3	4	0,7	Ua max ~ 250V, Ja = 30 mA												ВО-125
ВО-188	9+9	12	3	4	2,2	Ua max ~ 500V, Ja = 150 mA												ВО-188
ВО-202	9+9	12	3	4	0,7	Ua max = 500V, Ja = 30 mA												ВО-202
ВО-230	9	12	4	4	0,7	Ua max = 500V, Ja = 50 mA												ВО-230
УО-240	2	4,7R	14	2	0,12	120	-1	—	—	3,4	—	1,0	24	15000				УО-240
СО-241	4	1	13	2	0,12	120	-1	70	—	3,5	1,2	1,6	1200	1,75				СО-241
СО-242	6	2+3	16	2	0,12	120	0	120	70	4,3	1	0,2	—	175000				СО-242
СО-243	2+2	10B	18	2	0,24	120	0	—	—	2×2,6	—	2	30	15000			1	СО-243
СБ-244	4	9A	17	2	0,18	120	-1,5	120	—	4	0,7	1,75	325	0,185	25000		0,1	СБ-244

6Ж7	patrz	6J7	amerykańska metalowa
6Н7	"	6N7	—"—
6Г7	"	6Q7	—"—
6Р7	"	6R7	—"—
6Ф5	"	6F5	—"—
6Х6	"	6H6	—"—
6Ф6	"	6F6	—"—
6Л6	"	6L6	—"—
6П3	"	6L6	—"—
6Л7	"	6L7	—"—
5Ц4-С	"	5Z4	—"—



Nomogram Nr 1

obliczanie transformatorów sieciowych

Dla transformatorów małej mocy (do 1 KW) przeznaczonych dla zasilenia odbiorników i wzmacniaczy radiowych z wystarczającą dokładnością możemy obliczyć wszelkie dane, posługując się poniższym nomogramem. Nomogram ten został opracowany według następujących wzorów, przy założeniu, że częstotliwość prądu zasilającego wynosi 50 okr/sek.

$$S = 1{,}25\ \sqrt{P} \quad \text{oraz} \quad \frac{N}{E} = \frac{450000}{B.S}$$

gdzie S — przekrój rdzenia w cm

P — pełna moc transformatora w Wattach

$\frac{N}{E}$ ilość zwojów przypadających na 1 Volt

B — dopuszczalna magnetyczna indukcja dla żelaza w Gaussach (dla żelaza nakrzemionego B = 10.000 ÷ 14.000 G., dla zwykłego B = 8.000 G.).

Przy obliczaniu trasformatorów dla wibratorów, gdzie ze względu na niesinusoidalne przebiegi dopuszcza się maksymalną indukcję około 5.000 — 6.000 G., możemy również ko-

rzystać z poniższego nomogramu. Ponieważ jednak częstotliwość wibratora wynosi około 100 okr./sek., więc ilość zwojów na 1 Volt należy brać dwa razy mniejszą aniżeli wypadnie nam z nomogramu.

Posługiwanie nomogramem jest następujące:

Obliczamy pełną moc transformatora z poniższego wzoru:

$P = 1,2\ (I_1 . U_1 + I_2\ U_2 + I_3 . U_3 + \ldots)$ dla mocy do 100 W

$P = 1,1\ (I_1 . U_1 + I_2 . U_2 + I_3 . U_3 + \ldots)$ dla większej mocy

(Spółczynniki 1,1 oraz 1,2 uwzględniają średnie wartości procentowe strat jakie mają miejsce w żelazie i uzwojeniu). Następnie od punktu na skali P/S przeprowadzamy linię do punktu odpowiadającego wielkości indukcji w żelazie.

Przecięcie tej linii ze skalą $\frac{N}{E}$ da nam ilość zwojów na 1 Volt.

Dalsze obliczenie ilości zwojów dla poszczególnych uzwojeń przeprowadzamy, mnożąc liczbę $\frac{N}{E}$ przez żądane napięcie danego uzwojenia.

Ze względu na spadek napięcia, w ilościach zwojów wprowadzamy poprawkę. Przyjmując że straty w żelazie i miedzi są sobie równe (po 10%) zmniejszamy ilość zwojów uzwojenia pierwotnego o 5%, oraz powiększamy ilość zwojów we wszystkich uzwojeniach wtórnych o 5%. Odnosi się to do transformatorów do mocy 100 W. Dla większych mocy (straty 10%) odejmujemy względnie dodajemy po 2,5% ilości zwojów.

Grubość drutu w zależności od płynącego prądu bierzemy ze skali I — d, przy czym zaokrąglamy wartości w górę.

Najlepiej objaśni nam to następujący przykład:

Mamy zaprojektować transformator sieciowy dla supera.

Wysokie napięcie 2 × 300 V 60 mA.

Żarzenie lampy prostowniczej 4V. 1A.

Żarzenie lamp odbiorczych 6,3 V. 2A.

Obliczamy moc całkowitą:

Moc transformatora:

$$P = 1,2\ (\frac{60\ 300}{1000} + 1 . 4 + 2 . 6,3) = 41,5\ W.$$

Dla tej mocy odczytujemy przekrój rdzenia S = 8 cm² (przekrój bez uwzględnienia izolacji blaszek) przyjmując średnio indukcję B = 10.000 G. otrzymujemy na skali $\frac{N}{E} = 5,7$ zw/Volt.

1) Uzwojenie pierwotne.

Ilość zwojów uzwojenia pierwotnego przy 220 V. Z_1 = 220. 5,7 = 1250 zwojów
— 5 % od 1250 = 63
1187 zwojów

Grubość drutu.

$$\text{prąd } I_1 - \frac{P}{U_1} = \frac{41,5}{220} = 0,19A$$

$$d_1 = 0,35\ mm.$$

2) Uzwojenia anodowe.

Połowa uzwojenia anodowego

$Z_2 = 300 . 5,7 = 1710$ zw.
+ 5% od 1710 86
1796 zw. okrągło 1800
$I_2 = 60$ mA

drut d2 = 0,19 mm okrągło 0,2 mm.

Całe uzwojenie anodowe 2 × 1800 zwojów.

3) Uzwojenie żarzenia lampy prostowniczej.

$$Z_3 = 4 . 5,7 = 22,8$$

+ 5°/₀ od 22,8 = 1,1
∽ 24 zwojów

$$I_3 = 1A\ d_2 = 0,8\ mm.$$

4) Uzwojenie żarzenia lamp odbiorczych.

$$Z_4 = 6,3 . 5,7 = 36\ zw.$$

+ 5°/₀ od 36 = 1.8
37.8 okrągło 38 zwojów

$$I_4 = 2A\ d. = 1,1\ mm.$$

F. M.

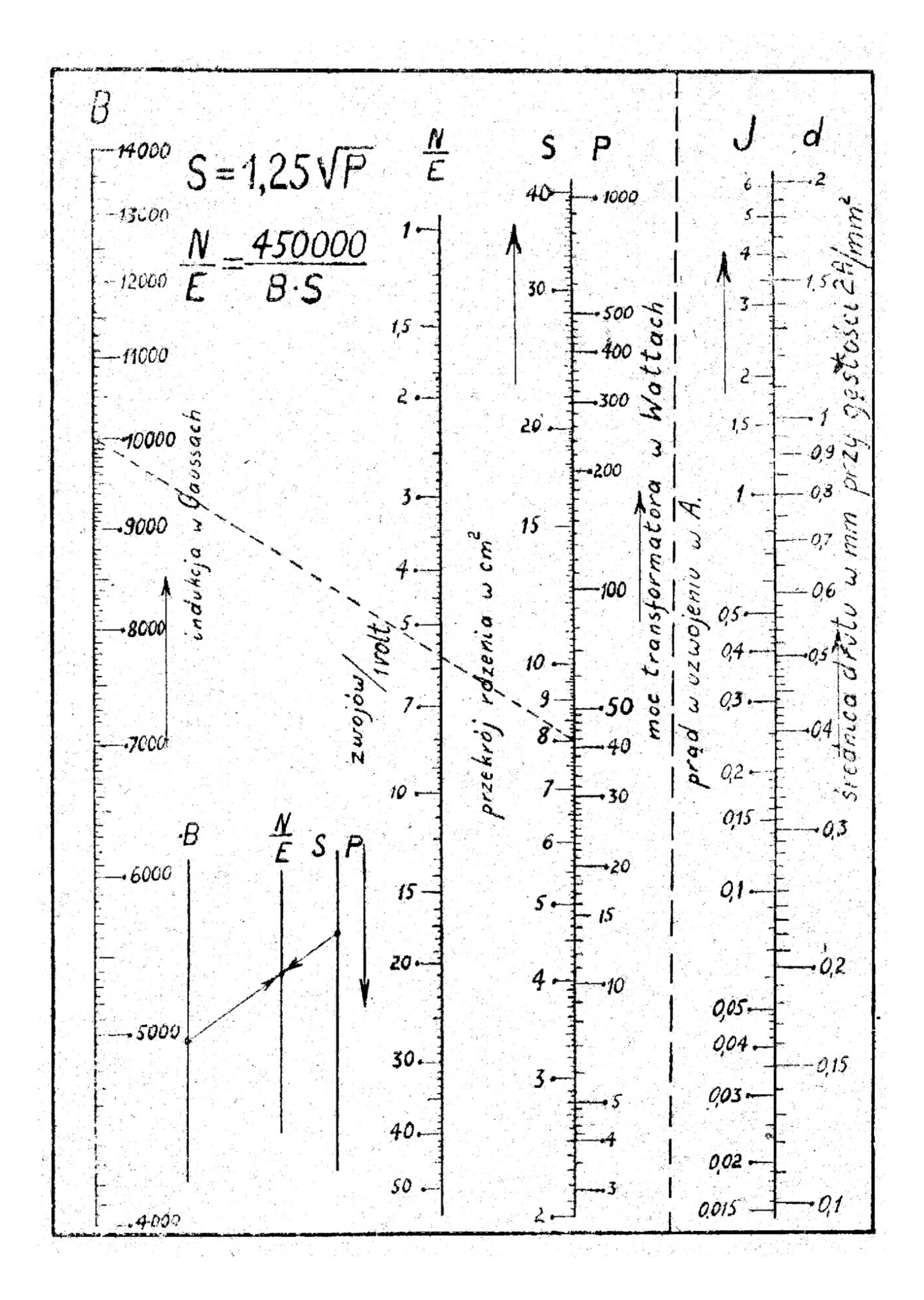
Redaguje Komitet — Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.

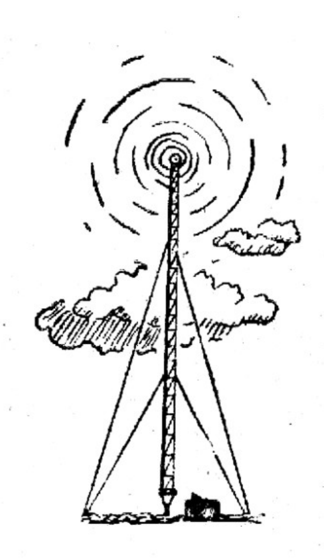
Adres Redakcji i Administracji: Marszałkowska 56.

Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 300. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedyńczego egzemplarza zł. 50.—

Ceny ogłoszeń: na okładce 1 kol. — 8.000 zł., 1/2 kol. — 5.000 zł., 1/4 kol. — 3.000 zł., 1/8 kol. — 2.000 zł., w tekście zł. 50 za 1 mm szer. 1 szpalty.

B-06704


B
S = 1,25√P
N/E = 450000 / B·S
N/E
S
P
J
d
indukcja w Gaussach
zwojów/1volt
przekrój rdzenia w cm²
moc transformatora w Wattach
prąd w uzwojeniu w A.
średnica drutu w mm przy gęstości 2A/mm²
14000
13000
12000
11000
10000
9000
8000
7000
6000
5000
4000
B
N/E
S
P



Drukarnia „Książka", Warszawa. Smolna 12